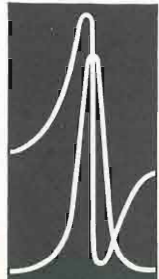
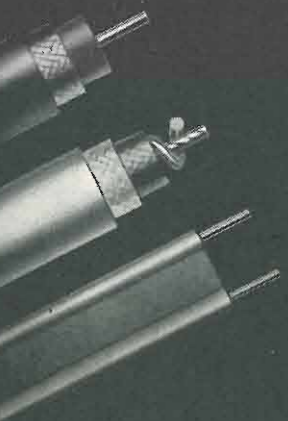
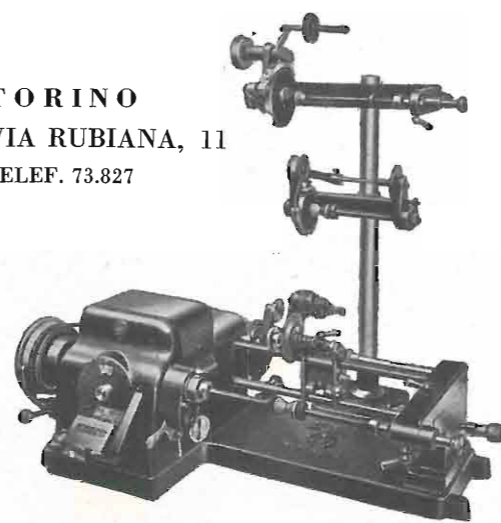
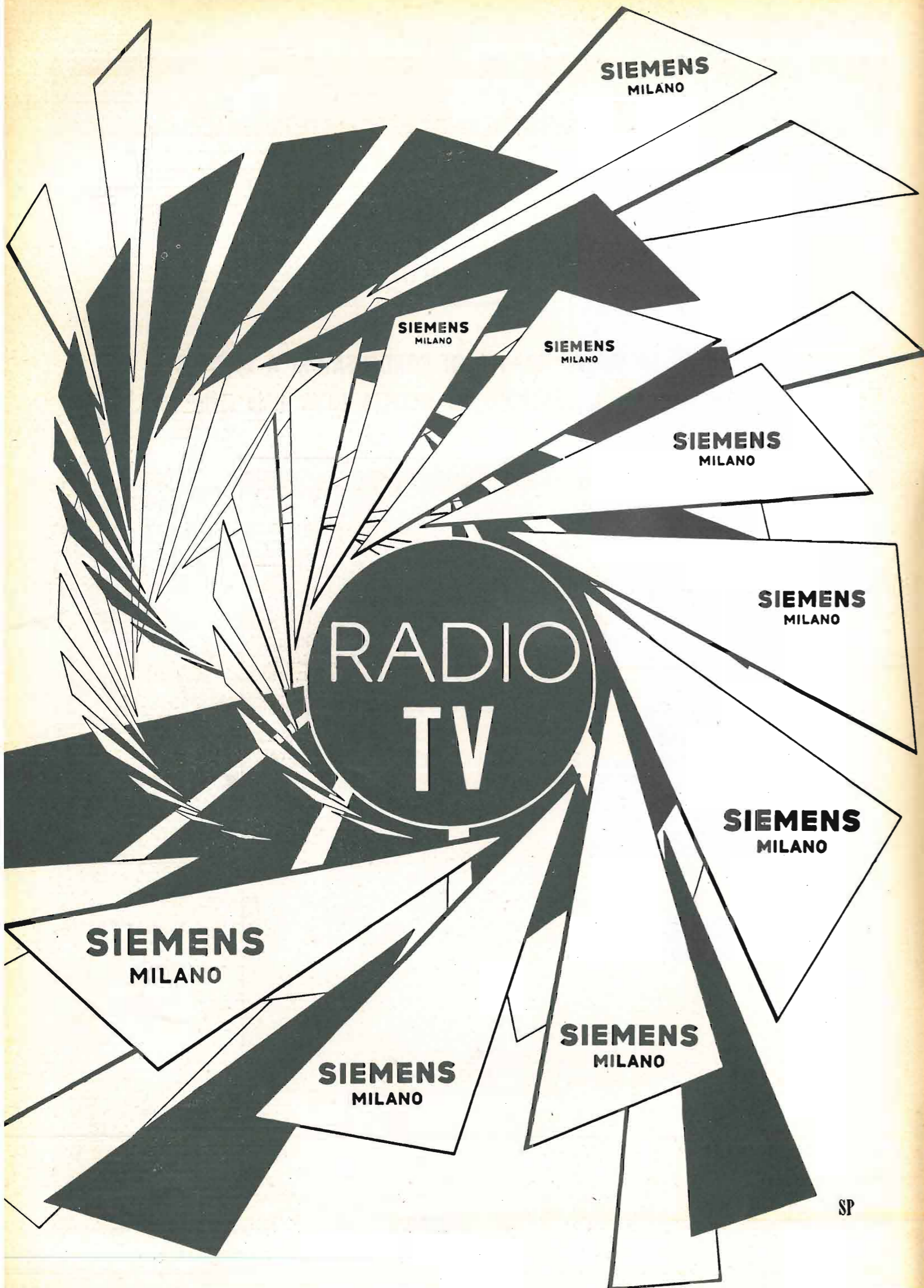
ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO II - NOVEMBRE-DICEMBRE 1953 - NUMERO 6 - L. 300

STAMPATO NELLO STABILIMENTO ILTE - INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - TORINO - CORSO BRAMANTE, 20 (6822)

CAVI ALTA FREQUENZA
E TELEVISIONE
Tutti i tipi RG
secondo prescrizioni
Army-Navy e tipi
speciali su richiesta
Dätwyler S. A.
MANIFATTURA SVIZZERA
DI FILI, CAVI E CAUCCIU
ALTDORF - URI

Bobinatrici
MARSILLI
TORINO
VIA RUBIANA, 11
TELEF. 73.827
MACCHINE DI PRECISIONE PER
TUTTI GLI AVVOLGIMENTI ELETTRICI

MICROFARAD

CONDENSATORI CERAMICI L.C.C.
- Per RICEZIONE, APPARECCHIATURE DI PRECISIONE, TRASMISSIONE di piccola, media e grande potenza ad uso CIVILE, MILITARE, PROFESSIONALE e TROPICALE su posti fissi, mobili e portatili ultracompatti
- Caratterizzati da eccezionali doti di ROBUSTEZZA, MINIMO INGOMBRO, STABILITÀ
- TEMPERATURE DI IMPIEGO: — 80 ÷ + 130° C
- TENSIONI NOMINALI: 250 ÷ 10 000 V senza limite per raggruppamento
- POTENZE REATTIVE AF: da qualche VAr a 20 kVAr
- COEFFICENTI di TEMPERATURA prestabiliti: —750 —700 —470 —80 —30 0 +100
- COSTANTI DIELETTRICHE: 7 ÷ 5 800
- In forma di TUBETTO, PASTIGLIA, PIASTRINA, SUBMINIATURA, ULTRAMINIATURA, REGOLABILE, PASSANTE, PIATTO, BICCHIERE, si adattano a tutte le esigenze tecniche di montaggio

ELETTRONICA

Televisione Italiana

NOVEMBRE
DICEMBRE 1953

DA PAGINA 269
A PAGINA 320

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

La fotografia in copertina rappresenta il microscopio elettronico installato nel laboratorio di Microscopia Elettronica presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale "Galileo Ferraris" di Torino, che è stato inaugurato il 21 settembre del corrente anno. Il microscopio permette di ottenere ingrandimenti utili di 60 ÷ 80 mila volte, essendo dotato di un potere risolutivo di circa 25 Å. Il laboratorio di Microscopia Elettronica si occuperà di ricerche interne per l'Istituto Galileo Ferraris e l'Istituto Chimico dell'Università e di prove nel campo chimico, metallografico e biologico per conto terzi.

Sommario:

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA"
COSTA IN ITALIA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N 2/37800
ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)
ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

RAPPRESENTAZIONE DELLE PROPRIETÀ ACUSTICHE DI UN AMBIENTE

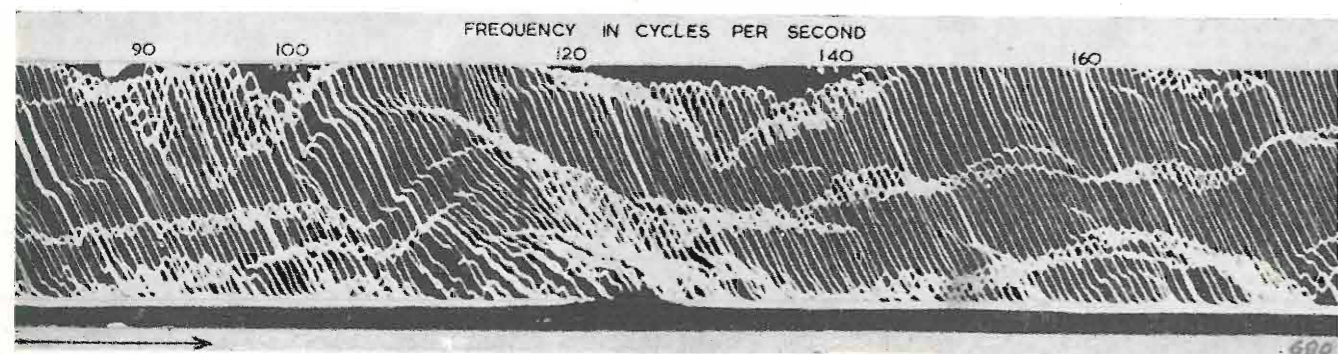
DOTT. ING. CESARINA BORDONE - PROF. DOTT. GINO SACERDOTE
dell'Istituto Elettrotecnico Naz. G. Ferraris - Torino

SOMMARIO - Si descrive un dispositivo per la registrazione di un insieme di diagrammi, atto a compendiare in un unico quadro una rappresentazione completa delle proprietà acustiche di un ambiente.

Si può avere una buona conoscenza delle proprietà acustiche di un ambiente dalle curve di decrescenza di suoni puri, o di tono ululato, o di bande filtrate di suono bianco. I tempi di riverberazione, che vengono dedotti da queste curve, non sono tuttavia sufficienti a definire completamente il comportamento acustico di un ambiente; per questo è necessario ricorrere ad esami più minuti, che ne mettano in evidenza altri elementi.

E' interessante esaminare tale comportamento quando l'eccitazione sonora ha carattere impulsivo: la curva di decrescenza del suono può allora risultare affetta da irregolarità che permettono un giudizio più completo: può ad esempio essere messa in evidenza l'esistenza di brevi echi, e l'andamento della riverberazione con doppia pendenza, dovuta al fatto che l'ambiente considerato è in realtà costituito da due ambienti accoppiati. Numerosi autori hanno recentemente seguito questa tecnica: si ricordano ad esempio i lavori di Mason e di Raes, il quale ultimo, seguendo una tecnica quanto mai accurata nell'esecuzione delle misure, ha messo in evidenza la regolarità e la ripetibilità che si possono conseguire nella registrazione di questi fenomeni.

Una rappresentazione che consente di riassumere diversi risultati, permettendo uno sguardo d'insieme ed al tempo stesso un'indagine minuta ed accurata, è quella dovuta a Somerville (bibl. 1). L'eccitazione sonora adottata per lo studio di ambienti con questo sistema ha carattere impulsivo: un altoparlante di alta qualità genera nell'ambiente in esame un impulso costituito da un certo numero di cicli di un suono di frequenza pura. La risposta viene esaminata ad un oscillografo sincronizzato con l'inizio dell'impulso.

L'esperienza ha dimostrato che per un ambiente acusticamente corretto la curva di decrescenza dell'intensità sonora deve avere un andamento all'incirca esponenziale. Per mettere in evidenza il fenomeno degli echi, gli impulsi devono avere durata particolarmente breve, in modo da impedire che si stabiliscano condizioni di regime. Anche con impulsi così brevi, in assenza di irregolarità la risposta deve avere andamento all'incirca esponenziale.

Per sostituire all'andamento esponenziale della decrescenza del suono un andamento rettilineo, di più facile controllo, è opportuno ricorrere ad una rappresentazione delle ampiezze in scala logaritmica.

Sommerville riunisce in un solo quadro un insieme di curve di decrescenza, rilevate a frequenze diverse. Seguendo il metodo adottato da Shorter per un particolare esame di altoparlanti (bibl. 2), si varia progressivamente la frequenza generata all'altoparlante; la durata degli impulsi viene mantenuta tale che nell'ambiente vengano a stabilirsi condizioni di regime, prima che l'eccitazione sonora abbia a cessare. Ad ogni impulso corrisponde una rappresentazione in scala semilogaritmica, del tipo già descritto, registrata da un dispositivo fotografico la cui pellicola si muove lentamente davanti all'oscillografo. Si riesce in questo modo a rappresentare un insieme di curve di decrescenza. In figura 1 è riportata una di queste rappresentazioni, in cui si osservano facilmente varie irregolarità. E' ancora necessaria una lunga esperienza di questo metodo, per poterne giudicare i risultati, così da potersene valere correntemente nello studio del comportamento acustico degli ambienti.

In seguito allo studio di Somerville, Brüel (bibl. 3) ha costruito per il suo registratore di livello un dispositivo di carattere meccanico, analogo a quello elettronico di Somerville, che permette di ottenere la registrazione di un diagramma molto simile a quello di figura 1, senza ricorrere a procedimenti fotografici. Il dispositivo consente di registrare su un breve tratto di apposita carta da registrazione un gran numero di curve di decrescenza, sostituendo, mediante un particolare meccanismo di accoppiamento fra oscillatore e registratore, il controllo manuale dei due apparecchi nelle misure di tempi di riverberazione. Il dispositivo di accoppiamento realizza le interruzioni periodiche del suono all'altoparlante, le progressive variazioni di frequenza all'oscillatore, e permette di valersi per la registrazione di un nastro chiuso di carta, sul quale tutte le curve di decrescenza vengono registrate vicinissime l'una all'altra. In figura 2 è riportata una registrazione ottenuta con questa apparecchiatura. L'oscillatore usato da Brüel per il suo dispositivo d'insieme permette di adottare per le misure dei tempi di riverberazione suoni di frequenza modulata (warble tone).

Fig. 1. - Rappresentazione di Somerville (« Building Research Congress 1951 » p. 55, figura 4).

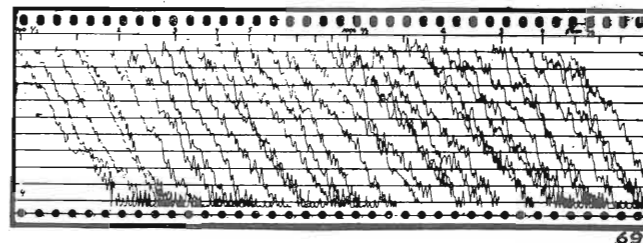



Fig. 2. - Rappresentazione di Brüel (« Tech. Rev. », p. 9, figura 9).

Per presentare un quadro sintetico del comportamento acustico di un ambiente si può ricorrere ai metodi di visualizzazione della voce, dovuti a Potter e ad altri ricercatori dei Laboratori della Bell-Tel.Co. (bibl. 4). Il principio della determinazione è il seguente: nell'ambiente in esame si genera un suono di carattere impulsivo aperiodico, ad esempio con un colpo di rivoltella o con una scintilla ad uno spinterometro: un impulso sufficientemente breve ed intenso, per il principio dell'analisi dello spettro con l'integrale di Fourier, può essere considerato la somma di infinite componenti di ampiezza infinitesima, costante al variare della frequenza. Il suono così creato viene raccolto da un microfono di alta qualità e registrato su nastro magnetico. Questo viene poi chiuso su se stesso ed avvolto su una ruota R (figura 3) in modo che il segnale viene ripetuto periodicamente. Coassiale con la ruota R ruota un cilindro C su cui è avvolta la carta per la registrazione dello spettrogramma. In F è un sistema filtrante a eterodina, con banda di larghezza costante di 30 Hz: all'uscita di F è un sistema scrivente S che lascia una traccia sul foglio avvolto sul cilindro di intensità proporzionale all'ampiezza della componente sulla quale il filtro è sintonizzato. Il metodo di trascrizione può essere fotografico, elettrochimico, a scarica elettrostatica. Su ogni cerchio del cilindro C si traccia quindi una linea di intensità variabile che rappresenta l'ampiezza di una componente spettrale in funzione del tempo. Il sistema scrivente si sposta lungo una generatrice G ed al tempo stesso si varia la sintonia dell'analizzatore, di modo che lungo la generatrice appaiono le intensità in funzione della frequenza.

Con questo metodo di iterazione si può tracciare uno spettrogramma molto particolareggiato in un tempo relativamente breve. L'applicazione di questo metodo può fornire un'interessante rappresentazione del comportamento di un ambiente, come dimostra lo spettrogramma di figura 4. La zona scura è limitata da una linea che rappresenta l'andamento del tempo di riverberazione in funzione della frequenza: si possono rilevare zone di irregolarità e di echi rappresentati da macchie bianche. Questo rilievo è stato eseguito con un apparato per la determinazione dello spettro vocale, in un ambiente di circa 80 m³ a pareti liscie e di forma parallelepipeda. Si ritiene che questa rappresentazione possa essere particolarmente interessante se si diminuisce il campo di frequenza esplorato, così da consentire un'analisi più minuta.

Fig. 3. - Spettrografo per l'analisi della voce adattato alla misura di tempi di riverberazione.

Il dispositivo che si vuol descrivere consente anch'esso di analizzare le curve di decrescenza del suono in un ambiente e di compendiare i risultati di questa indagine in diagrammi a tre coordinate: nelle prime esperienze svolte ci si è rivolti essenzialmente a due specie di diagrammi di egual forma, e di coordinate ampiezza, tempo e frequenza, oppure ampiezza, tempo ed orientazione dell'altoparlante.

Si esamini la curva di decrescenza del suono in un ambiente misurandone l'intensità a intervalli regolari di tempo. Si riportino quindi su una stessa verticale i punti corrispondenti ai diversi livelli misurati: la distanza di questi punti fra loro ci dà un'idea dell'andamento della curva di intensità in esame. Se questa è una retta di pendenza costante [1] i punti scelti a rappresentarne l'andamento proiettati sulla verticale hanno tutti la stessa distanza fra loro: tale distanza è funzione della durata degli intervalli di tempo e della pendenza della retta esaminata. Si suppone che tutte le analisi vengano eseguite mantenendo costante l'intervallo di tempo che separa i successivi livelli rappresentati: i punti del diagramma verticale riusciranno tanto più vicini quanto più rapidamente decresce l'intensità del suono, o meglio quanto maggiore è la pendenza della retta (figura 5, *a*). Se il numero dei punti sulla verticale è sufficientemente grande, si può pensare ad una rappresentazione « di colore »: alla retta più o meno pendente corrispondono traccie uniformi più o meno grigie, dipendendo il colore dall'essere i punti più o meno fitti.

Fig. 4. - Spettrogramma rilevato con lo spettrografo di figura 3.

Se invece la curva di decrescenza, sempre su scala semilogaritmica, presenta delle irregolarità, non si ha più a che fare con una retta, e di conseguenza i livelli misurati successivamente non ricorrono più nel diagramma verticale a distanza regolare: i punti corrispondenti si sovrappongono, in certo modo, e creano sulla verticale delle zone particolarmente fitte di punti. Il colore della rappresentazione non è più uniforme: si hanno delle zone più scure, corrispondenti alle irregolarità, altre invece uniformi, corrispondenti ad andamenti regolari della curva di decrescenza. Quanto più profondamente l'irregolarità incide la curva di

(1) Dato il fine cui tende la misura è opportuno che le intensità siano misurate in scala logaritmica, così che si tratti in genere di rette anzichè di curve ad andamento esponenziale.

decrescenza, tanto più estesa sarà lungo la verticale la zona oscura (figura 5, *b*). Mettendo insieme, l'uno accanto all'altro, i diagrammi verticali corrispondenti a curve di decrescenza registrate a frequenze diverse, oppure ad una stessa frequenza ma per posizioni diverse dell'altoparlante o del microfono in uno stesso ambiente, si può avere una rappresentazione completa del suo comportamento acustico.

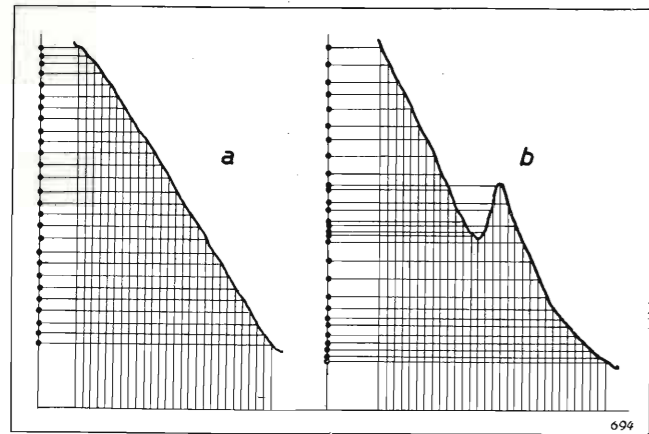



Fig. 5. - Analisi di due curve di decrescenza del suono ad intervalli regolari di tempo.

A tal fine ci si è valsi di un dispositivo generatore del suono per impulsi periodici: un oscillatore *O* (figura 6) genera una tensione che, applicata attraverso un opportuno amplificatore di potenza A_1, ad un altoparlante, produce un suono puro; questo viene periodicamente interrotto da un contatto *c* portato da una ruota *R* azionata da un motorino *M*. La lunghezza dell'arco di contatto rispetto alla circonferenza su cui si muove regola la durata dell'impulso. Il suono è raccolto dal microfono *m* e apportunamente amplificato in A_2. La curva di decrescenza è tradotta in scala logaritmica da un registratore logaritmico di livello *L*, la cui penna scrivente è, in effetti, un contatto che si sposta lungo un potenziometro P_1, alimentato da una tensione continua. All'asse verticale di un oscillatore a raggi catodici *Os* giunge dal contatto mobile del registratore una tensione continua, la cui intensità riproduce in scala logaritmica la curva di decrescenza del suono impulsivo: il punto luminoso lascerebbe così una traccia verticale continua. Per avere una traccia a punti, del tipo di quelle descritte, si agisce su una griglia dell'oscillografo con una serie di impulsi (forniti in questo caso da un generatore di onde quadrate *Q*), i quali interrompono la traccia verticale del punto ad intervalli regolari di tempo. Il motorino *M* che muove il contattore dell'altoparlante muove anche lungo una vite senza fine il contatto di un secondo potenziometro P_2, alimentato da tensione continua: questo è collegato all'asse delle *x* dell'oscillografo, e

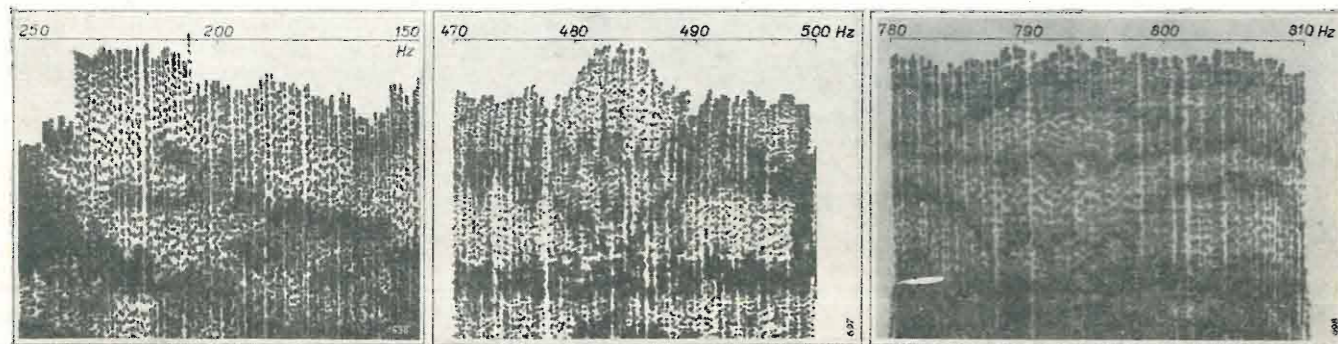
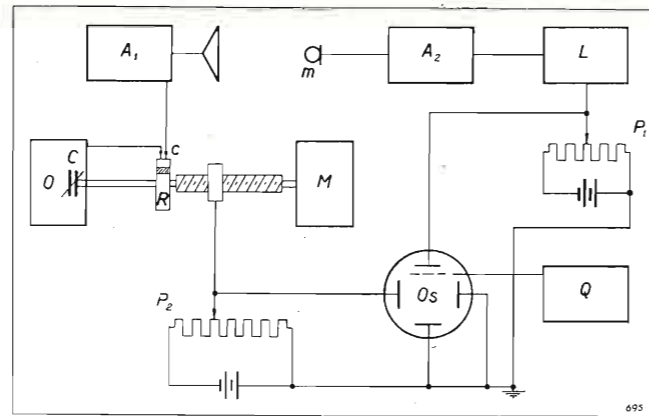



Fig. 6. - Schema di un dispositivo per la rappresentazione del comportamento acustico di un ambiente.

fa sì che le successive traccie verticali a punti non si sovrappongano.

Quando si desideri un esame del comportamento dell'ambiente con il variare della frequenza, lo stesso motorino *M* provvede a ruotare il condensatore variabile *C* dell'oscillatore *O*: così ad ogni traccia verticale corrisponde una diversa frequenza. Un dispositivo fotografico, posto dinanzi all'oscillografo, permette di fotografare tali diagrammi; alcuni di questi sono riportati nelle figure 7, 8 e 9.

Un secondo tipo di esame del comportamento acustico di un ambiente è stato realizzato con lo stesso dispositivo ma a frequenza fissa: l'altoparlante è posto su un piatto girevole, la cui velocità di rotazione è tale che un giro completo dell'altoparlante corrisponde al quadro completo dell'oscillografo. Una serie di contatti rotanti portati dall'asse su cui gira l'altoparlante consente di controllare le posizioni della sorgente sonora che corrispondono a determinati punti del diagramma.

Si riportano qui alcune rappresentazioni, registrate in ambienti dell'IENGF. Il quadro di figura 7 rappresenta il comportamento acustico al variare della frequenza in una banda di 100 Hz di un vasto ambiente, di 410 m³, le cui pareti sono in gran parte trattate con pannelli di fibra di legno, tanto che il tempo di riverberazione risulta quasi costante al variare della frequenza.

Le figure 8 e 9 rappresentano il comportamento acustico in diversi brevi intervalli di frequenza per un piccolo ambiente, di $5 \times 4{,}5 \times 4{,}5$ m³ a pareti non trattate e di forma parallelepipeda.

Si riporta in figura 10 un esame del comportamento dello stesso ambiente, piuttosto riverberante, quando l'altoparlante è alimentato con una frequenza di 140 Hz e compie un giro completo su se stesso durante la registrazione. In figura 11 lo stesso esame a 250 Hz.

A rappresentare la ripetibilità della misura è stata

Fig. 7, 8 e 9. - Rappresentazione del comportamento acustico di un ambiente in funzione della frequenza.

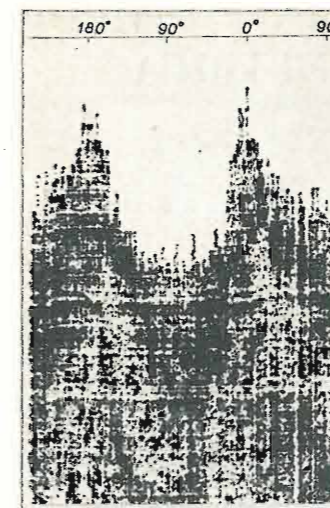



Fig. 10. - Rappresentazione del comportamento acustico di un ambiente in funzione dell'orientazione della sorgente sonora.

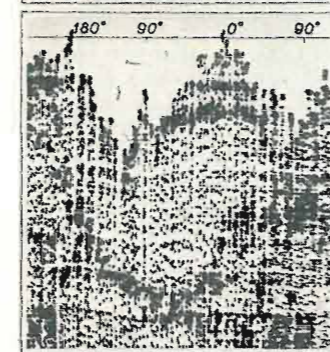



Fig. 11. - Rappresentazione del comportamento acustico di un ambiente in funzione dell'orientazione della sorgente sonora.

scelta la figura 12, in cui è rappresentata una registrazione avvenuta nel primo vasto ambiente di cui si è parlato, lasciando invariate durante tutta la registrazione la frequenza (1000 Hz campione) e la posizione dei due trasduttori elettroacustici.

E' inoltre in costruzione un dispositivo analogo a quello descritto, nel quale la coordinata tempo è introdotta nel diagramma per la presenza di un cilindro rotante, su cui è avvolto un foglio di carta fotografica. La coordinata frequenza (o posizione di un trasduttore) è rappresentata in grazia dello stesso dispositivo a madrevite e potenziometro già descritto. La luminosità del punto dell'oscillografo a raggi catodici è invece controllata a determinati livelli (e non a dati intervalli di tempo) dell'intensità della curva di decrescenza. (156)

Fig. 12. - Rappresentazione registrata per il controllo della ripetibilità delle misure.

BIBLIOGRAFIA

1 - SOMERVILLE T.: *Acoustics in Broadcasting.* « Building research Congress », 1951, Londra.

2 - SHORTER D. E. L.: *Loudspeaker transient response,* « B.B.C. Quarterly », ottobre 1946.

3 - BRÜEL & KJAER: « Technical Review », n. 3, luglio 1952.

4 - POTTER R. K. - KOPP G. A. - GREEN H. C.: *Visible speech.* « Van Nostrand », New York, 1947.

L'ALTA FREQUENZA AL SERVIZIO DELLE GRANDI E MEDIE LINEE DI TRASPORTO DI ENERGIA ELETTRICA

PROF. ING. AGOSTINO DALLA VERDE E DOTT. DOMENICO MINUTO della SIP

SOMMARIO - Le applicazioni dell'alta frequenza al servizio del trasporto dell'energia elettrica hanno assunto in questi ultimi decenni un posto di primo piano. Fattori economici e fattori tecnici le consigliano e quasi le impongono. Nel presente articolo si delineano i criteri per la scelta e per l'installazione delle apparecchiature oggi adoperate a questo scopo, dando contemporaneamente uno sguardo a quelle che si prevede saranno usate in un prossimo avvenire. Vengono riportati inoltre alcuni stralci dei lavori effettuati da un'apposita commissione dell'ANIDEL, per unificare gli elementi essenziali ai futuri sviluppi.

La produzione e la distribuzione dell'energia elettrica rappresentano uno dei servizi pubblici più indispensabili allo sviluppo economico ed industriale di una nazione; diventa pertanto sempre più necessario che questo servizio venga effettuato con la massima regolarità e continuità.

A tale effetto le telecomunicazioni hanno sempre avuto una importanza capitale, perchè il campo di attività delle Società Elettriche interessa vaste zone e si esplica in numerosi centri, che, pur essendo distanti fra loro, devono sempre funzionare in stretto collegamento. Non è possibile ottenere un buon servizio, se tutte le varie parti, che compongono il complesso dell'attività elettrica, cioè le centrali di produzione, le stazioni di trasformazione e smistamento ed i centri di distribuzione, non possono comunicare fra di loro con la massima facilità e rapidità.

In una Soc. Elettrica l'organo predisposto all'esercizio della rete, cioè il « Ripartitore », come odiernamente viene chiamato, deve essere continuamente informato sull'andamento del servizio e precisamente:

— del fabbisogno di energia dei singoli centri serviti e dell'energia disponibile nelle centrali di produzione o presso i fornitori;

— del carico sulle diverse linee di trasporto e sui trasformatori principali;

— delle interconnessioni in atto tra gli impianti di produzione e di distribuzione;

— dei guasti al macchinario ed alle linee.

Esso inoltre dev'essere in grado di predisporre ed ordinare tutte le manovre necessarie per escludere od inserire impianti e linee, soprattutto in caso di guasti.

Questa visione esatta e continua del servizio si può ottenere disponendo di una efficiente rete telefonica.

Fino a qualche decennio fa le reti telefoniche, che servivano a collegare la sede centrale della Società alle centrali di produzione, alle principali stazioni di trasformazione e smistamento ed ai più importanti centri di consumo consistevano, nell'assoluta maggioranza, in linee a filo, tesate in parte su palificazione propria ed in parte sulle stesse palificazioni delle linee ad alta tensione (generalmente non superiore a 30 kV). In questo secondo caso è necessario far notare che, per ragioni di sicurezza, la legge impone di considerare tali linee telefoniche alla stregua di vere e proprie linee ad alta tensione e quindi di proteggerle con apparecchiature ad alto isolamento e con dispositivi opportuni, per neutralizzare od attenuare le tensioni e correnti indotte in regime statico e transitorio.

Le linee telefoniche così protette sono tecnicamente ottime come qualità di trasmissione ed anche per quanto riguarda l'attenuazione, quando, a seconda del conduttore usato, la distanza tra i punti estremi non superi $100 \div 150$ km (per lunghezze superiori sono necessari amplificatori). Tuttavia qualsiasi linea telefonica così concepita, se non si vuole diventi eccessivamente costosa, non può mai raggiungere un coefficiente di sicurezza meccanico ed elettrico pari a quello delle linee ad alta tensione. Basta pensare ai criteri con cui si costruiscono tali linee dal punto di vista delle protezioni contro le sovratensioni di origine atmosferica e da quello delle sollecitazioni meccaniche anormali, dovute a sovraccarico di ghiaccio o neve.

Per linee molto lunghe sta poi il fatto che la spesa d'impianto di una linea telefonica separata è proporzionale alla lunghezza del collegamento da effettuare.

Ne è derivata la spinta a studiare il modo di sfruttare gli stessi conduttori di un elettrodotto per convogliarvi anche comunicazioni telefoniche e realizzare così un sistema più sicuro e nel contempo un risparmio tanto più apprezzabile, quanto maggiore è la distanza fra i terminali.

Una conversazione telefonica di media qualità abbraccia frequenze comprese entro una gamma $300 \div 2400$ Hz. E' impossibile sovrapporre direttamente le deboli correnti telefoniche alle forti correnti a 50 Hz transitanti sull'elettrodotto, in quanto non è realizzabile la separazione delle due energie aventi frequenze relativamente così vicine.

E' necessario perciò trasporre le frequenze foniche in una banda di frequenze più elevata, in modo da eliminare ogni interferenza tra le due energie.

Questa trasposizione viene effettuata usando radio frequenze portanti, modulate con le basse frequenze telefoniche, donde il nome di onde convogliate (O.C.), in quanto si tratta di vere e proprie onde radio, convogliate sugli stessi conduttori dell'elettrodotto.

Le nuove necessità derivanti dall'evoluzione della tecnica e dalla progressiva estensione delle reti elettriche, hanno determinato una generalizzazione delle trasmissioni ad onde convogliate, comprendendo in esse, oltre alle comunicazioni telefoniche, anche i telecomandi, le telemisure, le teleregolazioni, le teleprotezioni ed i teleallarmi.

Le radio frequenze impiegate negli impianti ad O.C. sono comprese tra 40 e 300 kHz. I limiti di tale gamma dipendono da fattori economici e tecnici: in particolare al disotto di 40 kHz gli organi di sbarramento e di accoppiamento, di cui parleremo in seguito, diventano troppo costosi: al disopra di 300 kHz l'attenuazione risulta troppo elevata.

In Italia il Ministero delle PP.TT. limita ulteriormente la banda riservata per le O.C. alle frequenze comprese fra 150 e 272,7 kHz, per evitare interferenze con altri collegamenti di pubblico interesse.

Le prime trasmissioni in alta frequenza su linee ad alta tensione pare risalgano al 1905, quando vennero effettuate trasmissioni telegrafiche sulla linea a 5 kV Valenciennes-Mineron.

Nel 1910 furono tentati esperimenti anche in America e nel 1913 il pioniere italiano Arturo Perego riuscì a realizzare una trasmissione a 125 km di distanza sulla linea a 70 kV Cedegolo-Sesto S. Giovanni, mediante stazioni radiotelegrafiche ad onde smorzate.

Dopo la prima guerra mondiale furono riprese prove su larga scala in America, in Giappone ed in Italia. Nel 1920 si realizzarono i primi collegamenti telefonici, ma su percorsi che non superavano poche decine di chilometri.

La principale difficoltà consisteva nell'accoppiamento dell'uscita del trasmettitore ad alta frequenza col conduttore di energia elettrica.

Per i primi collegamenti veniva tesato per qualche decina di metri, parallelamente alla linea ad alta tensione, un conduttore convenientemente isolato. Tale accoppiamento venne adoprato con qualche risultato, ma era troppo lasco e non facilmente calcolabile.

Un decisivo passo avanti venne effettuato con l'impiego di condensatori statici in luogo dei conduttori paralleli. Tra i primi impianti del genere in Italia ricordiamo i due seguenti della SIP: quello Perego tra Ponte S. Martino e Gressoney-La Trinité (risalente al 1922) e quello Telefunken fra Veveri e Bodio (Canton Ticino) installato nel 1925.

Le prime apparecchiature erano strutturalmente molto semplici, create con la preoccupazione precipua di disporre di una certa potenza da convogliare.

Ora gli impianti ad O.C. si sono moltiplicati in modo eccezionale in tutto il mondo e costituiscono un elemento essenziale per il buon andamento del servizio sulle reti elettriche.

Oggi in Italia con gli ultimi suggerimenti consigliati dall'apposita Commissione di Studio dell'ANIDEL (Associazione Nazionale Imprese Produttrici e Distributrici Energia Elettrica) per le comunicazioni ad onde convogliate, vi sono precise direttive, sia sulle modalità d'impiego delle frequenze, sia sulle caratteristiche che devono possedere le apparecchiature.

I collegamenti telefonici ad O.C. sono generalmente in duplex, cioè impieganti due distinte frequenze, una per la ricezione, l'altra per la trasmissione.

Quando più di due stazioni di un elettrodotto necessitino di comunicare telefonicamente tra loro, si può ricorrere a due sistemi di collegamento, aventi ciascuno caratteristiche tecniche ed economiche diverse. Essi sono il sistema a scambio d'onda e quello a frequenze fisse.

Nel primo sistema le stazioni di uno stesso tronco sono, a riposo, sintonizzate in ricezione sulla prima frequenza ed in trasmissione sulla seconda. Non appena una di esse chiama un'altra, s'invertono automaticamente le due frequenze: quella di ricezione diviene di trasmissione e viceversa. Effettuata successivamente la selezione della stazione con cui si desidera comunicare, quest'ultima, ricevendo la chiamata, non effettua lo scambio delle proprie frequenze, rendendo possibile lo stabilirsi della comunicazione in duplex.

Nel secondo sistema ciascun tronco comprende le sole due stazioni terminali: la frequenza di ricezione per un terminale è quella di trasmissione per l'altro e viceversa.

Appare subito evidente che per il primo sistema è necessario un numero n di apparecchiature ricetrasmittenti, se n è il numero dei posti da collegare e vengono utilizzate due sole distinte frequenze.

Il secondo sistema necessita invece di $2(n-1)$ apparecchiature e di $2(n-1)$ distinte frequenze, essendo $n-1$ il numero dei tronchi. Per contro il secondo sistema consente contemporaneamente una conversazione per ciascuno degli $n-1$ tronchi, mentre nel sistema a scambio d'onda è possibile una sola conversazione per volta; inoltre il sistema a frequenze fisse consente la sovrapposizione di telesegnalazioni di vario genere, cosa impossibile con l'altro sistema, causa l'inversione delle frequenze.

Le apparecchiature in esercizio sono diverse secondo la Casa costruttrice ma il principio di funzionamento è unico, con qualche variante costruttiva, che distingue la classe dell'apparecchiatura.

I parametri principali di cui bisogna tener conto nella progettazione di un impianto ad O.C. su linea ad alta tensione sono: la lunghezza della linea alta tensione, la tensione di esercizio, il numero delle derivazioni e dei punti di sezionamento e la regione attraversata dalla linea (per evitare interferenze con altri collegamenti esistenti nella zona).

L'ultima delle precedenti considerazioni fa decidere sulla classe dell'apparecchiatura, mentre, una volta calcolata l'attenuazione totale della linea, resta invariato il sistema di accoppiamento.

L'accoppiamento alla linea alta tensione viene effettuato mediante i seguenti organi:

— una capacità;

— una impedenza di blocco (comunemente chiamata bobina di sbarramento);

— un filtro di adattamento necessario per adattare l'impedenza caratteristica del cavo schermato proveniente dall'apparecchiatura ($50 \div 120$ ohm secondo il tipo di cavo) a quella della linea ad alta tensione ($400 \div 600$ ohm collegamento fase-terra, $600 \div 900$ ohm collegamento fase-fase).

Le impedenze di blocco sono montate in serie sulle fasi dell'elettrodotto e quindi in serie anche sul percorso dell'alta frequenza e servono a limitare il tronco di linea ad alta tensione utilizzata per la trasmissione dell'energia ad alta frequenza, evitando così che questa si disperda nelle maglie interconnesse della rete elettrica.

Il condensatore viene collegato alla linea ad alta tensione nelle immediate vicinanze della bobina di sbarramento, in modo che l'energia ad alta frequenza, bloccata dall'impedenza, trovi come unica via la derivazione del condensatore.

All'uscita del condensatore è collegato il filtro di adattamento, in parallelo al circuito primario del quale è inserito uno scaricatore, per convogliare verso terra le sovratensioni accidentali, che si verificassero in tale parte del circuito.

Prima di iniziare la descrizione e parlare delle caratteristiche dei vari sistemi di accoppiamento è bene fornire alcuni dati tecnici, sia sulla impedenza di blocco, sia sul condensatore.

La bobina di blocco viene calcolata per il mon-

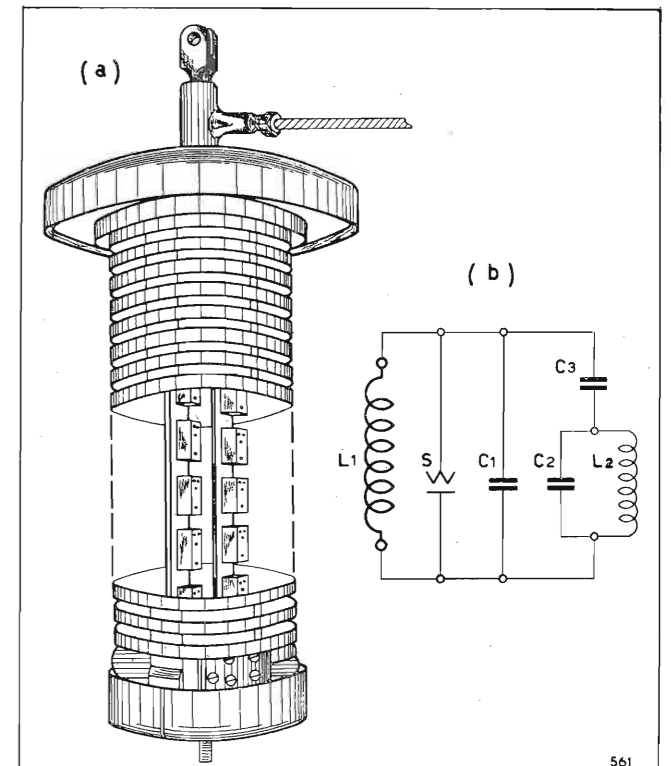



Fig. 1. — Bobina di sbarramento delle correnti ad alta frequenza tipo bi-onda: *a*) struttura della bobina; *b*) circuito della bobina: L_1, L_2 induttanze, C_1, C_2, C_3 capacità variabili di accordo, S scaricatore.

taggio in serie sulla linea ad alta tensione e deve quindi consentire, senza eccessive perdite, il passaggio dell'intensità di corrente normalmente trasmessa in linea; deve inoltre resistere alle fortissime sollecitazioni transitorie dovute ai cortocircuiti.

Nella figura 1 *a*) si vede una bobina di blocco di costruzione Siemens del tipo denominato bi-onda, perchè blocca due distinte frequenze.

Riferendosi allo schema elettrico di un circuito d'arresto bi-onda riportato in figura 1 *b*), notiamo l'induttanza L_1, la quale è realizzata con un grosso solenoide di rame esterno, costruito con criteri di isolamento e di blindaggio idonei alla tensione ed alle correnti normali e transitorie per cui è stato progettato l'elettrodotto. In parallelo ad essa sono inseriti:

— uno scaricatore S destinato a shuntare l'induttanza L_1 in presenza di onde di tensione a fronte ripido;

— un insieme di condensatori di capacità totale C_1;

— un circuito comprendente una induttanza L_2 in parallelo ad un insieme di condensatori di capacità totale C_2, ed un insieme di condensatori di capacità totale C_3, in serie ai precedenti due elementi.

La taratura del circuito sulle due frequenze f_1 ed f_2 ($f_2 > f_1$) viene eseguita mediante tre successivi accordi:

1) si accorda il circuito risonante parallelo L_1C_1 sulla frequenza $f_2 > f_1$ variando C_1;

2) si accorda il circuito risonante parallelo L_2C_2 sulla frequenza $f_2 > f_1$ variando C_2;

3) si accorda il circuito nel suo complesso sulla frequenza f_1 variando C_3.

Il circuito di sbarramento bi-onda risulta quindi efficace rispetto a due distinte frequenze, in quanto per la più alta delle due deve considerarsi scomposto in due circuiti in parallelo, accordati ciascuno su tale frequenza; per la minore il circuito nel suo insieme risulta accordato rispetto ad essa.

La curva impedenza-frequenza di una bobina bi-onda è riportata in figura 2.

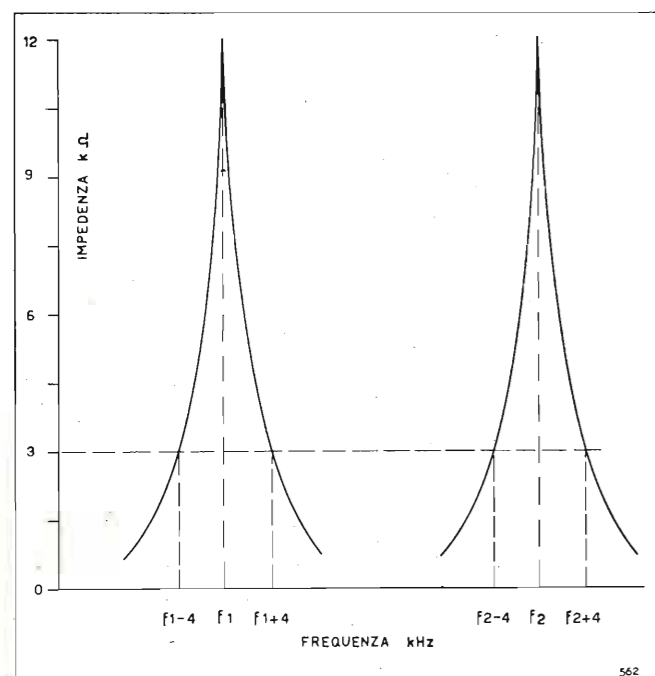



Fig. 2. — Curve dell'impedenza in funzione della frequenza di una bobina bi-onda. Organi di accoppiamento di un collegamento ad onde convogliate su elettrodotto ad alta tensione.

Oltre alle bobine bi-onda comunemente usate si costruiscono bobine plurionda, impiegate nel caso di più collegamenti ad alta frequenza realizzati sugli

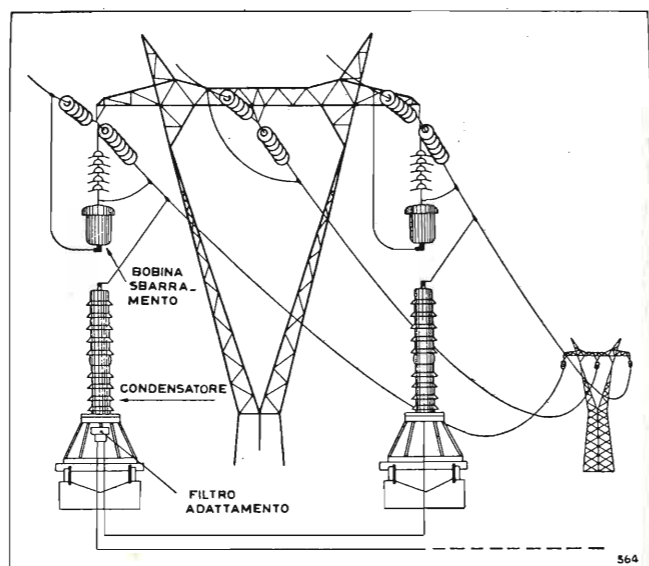
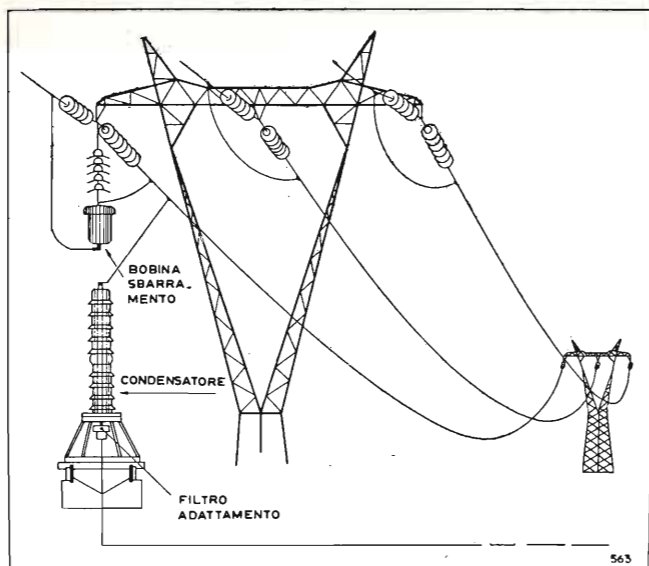



Fig. 3 (*sopra*). — Accoppiamento tra fase e terra.
Fig. 4 (*sotto*). — Accoppiamento tra fase e fase.

stessi conduttori; generalmente per due soli collegamenti, impegnanti quattro frequenze distinte, si usano ancora, per ragioni economiche, bobine bi-onda, montandone due in serie.

I condensatori che completano l'accoppiamento alla linea ad alta tensione, presentano come principale difficoltà realizzativa l'isolamento per la tensione di esercizio e la necessità di poter sostenere per brevi istanti forti sovratensioni transitorie. Si deve inoltre tener presente che gli stessi vengono generalmente montati all'esterno e sono sottoposti ad elevati sbalzi di temperatura. Gli accorgimenti necessari per resistere a tutte queste severe sollecitazioni li rendono molto voluminosi.

In Europa la capacità di tali condensatori varia da $0{,}001 \div 0{,}002$ µF a seconda del tipo di accoppiamento (capacità maggiori per collegamento fase-fase, minori per quello fase-terra) e della necessità di sfruttare lo stesso condensatore per più di un collegamento, in quanto, utilizzando capacità di accoppiamento più alte, si ha la possibilità di realizzare una attenuazione minore nella banda passante.

Per quanto riguarda i sistemi di accoppiamento alla linea ad alta tensione i due più importanti sono:

1) accoppiamento fase-terra (circuito parzialmente metallico) (vedi figura 3);

2) accoppiamento fase-fase (circuito interamente metallico) (vedi figura 4).

I due sistemi hanno caratteristiche differenti anche se è piuttosto scarsa la variazione di attenuazione nei due casi.

Infatti considerazioni teoriche svolte da Chevallier (bibl. 4, 5) e confermate dalla pratica hanno messo in risalto che, mentre il sistema fase-fase è paragonabile ad un normale circuito telefonico bifilare, il sistema fase-terra ha caratteristiche di propagazione del tutto particolari e si giunge a dimostrare che, per lunghe distanze, non è affatto la terra a fungere da secondo conduttore, ma le altre due fasi dell'elettrodotto, non direttamente interessate al collegamento.

Il collegamento fase-terra è fino ad oggi il più usato, principalmente per motivi di natura economica, in quanto, usando come ritorno la terra, non è necessario duplicare i condensatori di accoppiamento e le bobine di sbarramento.

Nel caso di collegamenti utilizzanti una linea ad alta tensione molto lunga, l'accoppiamento fase-fase dà luogo ad una minore attenuazione delle grandezze ad alta frequenza ed inoltre consente una riduzione nella captabilità dei disturbi dovuti alla linea elettrica stessa e di quelli causati da interferenze con eventuali altri collegamenti transitanti nelle vicinanze.

Comunque, quando tecnicamente è possibile, conviene, per ragioni economiche, realizzare un collegamento fase-terra, dato il non eccessivo scarto di attenuazione tra i due sistemi.

Quando si debba realizzare un collegamento tra due stazioni di un elettrodotto, sul cui percorso siano inserite ulteriori stazioni di sezionamento o di trasformazione non interessate al collegamento, è necessario creare un sorpasso per l'alta frequenza, onde evitare

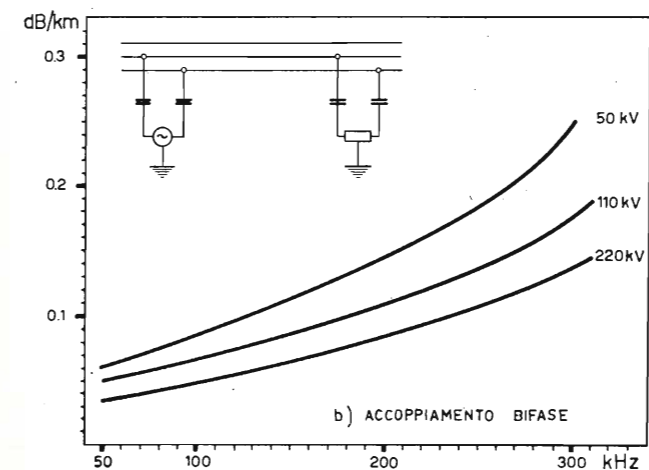
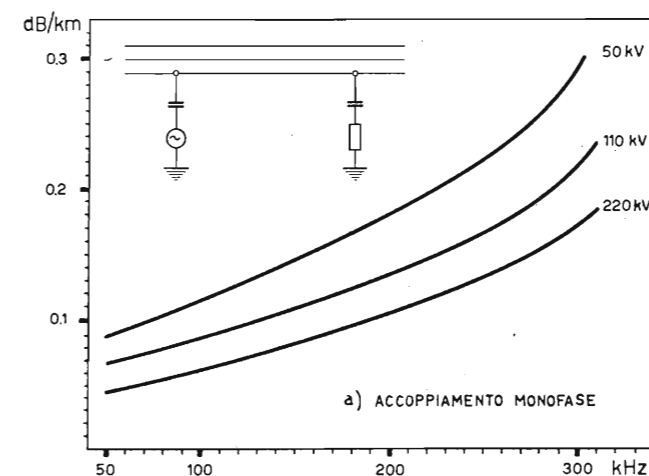



Fig. 5. — Curve di attenuazione degli elettrodotti ad alta tensione in funzione della frequenza di lavoro del collegamento ad onde convogliate.

che manovre interne a tali stazioni alterino la configurazione della rete od addirittura interrompano la continuità dell'elettrodotto.

Tali sorpassi si realizzano mediante due accoppiamenti condensatori-filtro, uno all'entrata e l'altro all'uscita dell'elettrodotto dalla stazione, congiunti tra loro da un cavo schermato. Le correnti ad alta frequenza percorrono così un circuito che resta sempre inalterato, nonostante qualsiasi manovra sugli organi interni della stazione.

Per dare un'idea dell'ordine di grandezza delle attenuazioni introdotte dalla linea ad alta tensione e dagli organi di accoppiamento e di sorpasso, si riportano in figura 5 due diagrammi ricavati sperimentalmente dalla Ditta Brown Boveri, i quali permettono di determinare per ciascuna frequenza portante, a seconda della tensione di esercizio dell'elettrodotto, l'attenuazione chilometrica nei due sistemi di accoppiamento fase-terra e fase-fase.

Per ciascun complesso di accoppiamento l'attenuazione è mediamente di 4,4 dB con l'accoppiamento monofase (fase-terra) e di 2,6 dB con quello bifase (fase-fase).

Ciascun circuito d'arresto, cioè ogni bobina di sbarramento, introduce una attenuazione media di 0,9 dB.

I ponti di sorpasso ad alta frequenza introducono attenuazioni rilevanti e precisamente in media di 8,7 dB per accoppiamento monofase e di 5,2 dB per quello bifase.

*
* *

Le apparecchiature, specialmente quelle usate fino ad oggi, sono più o meno simili e le figure 6 e 7 riportano, a titolo di esempio, gli schemi di principio

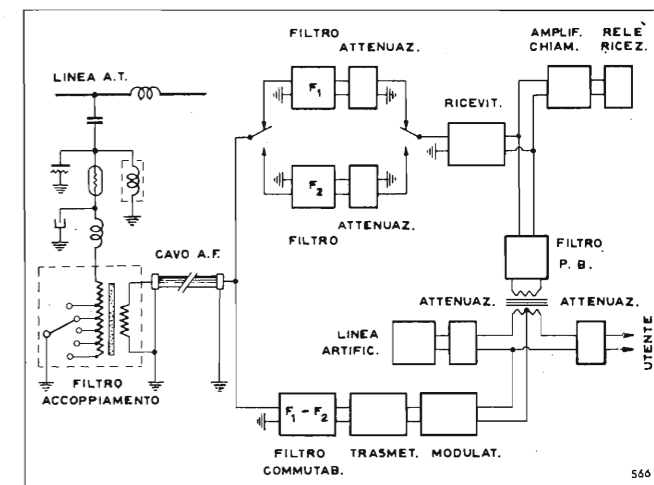



Fig. 6. — Schema di principio della stazione telefonica ad onde convogliate su linee ad alta tensione (Perego 600/12).

di due di esse, una della Ditta Perego ed una della Ditta Siemens, cioè di due case europee tra le più anziane in questo campo.

Si noti che oggi tutte le Case hanno in studio la costruzione di nuovi tipi di apparecchiature rispondenti alle nuove necessità, quali risultano dai suggerimenti ANIDEL riportati in appendice.

La stazione O.C. Perego 600/12 (vedi schema di principio in figura 6) rientra nel tipo di apparecchiature funzionanti secondo il principio della trasmissione integrale della portante e delle bande laterali inferiore e superiore. Qualora nello stesso tronco vi siano più di due stazioni da collegare, è previsto l'impiego del dispositivo di scambio d'onda, che di norma viene bloccato negli impianti con due soli terminali. La banda di bassa frequenza trasmessa è $300 \div 2400$ Hz.

Poichè l'onda portante viene emessa solo durante la comunicazione ed interrotta durante l'emissione degli impulsi di selezione, risulta impossibile la sovrapposizione di altre tele-

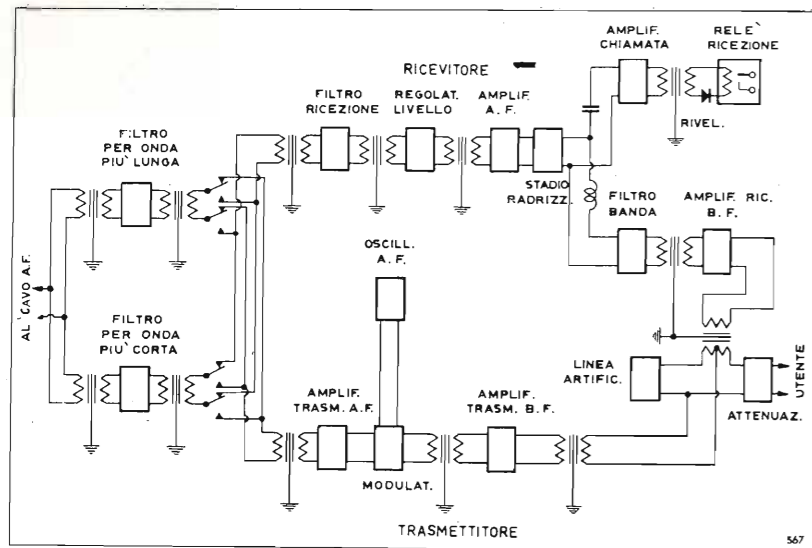



Fig. 7. — Schema di principio della stazione telefonica ad onde convogliate Siemens 820.

trasmissioni, quali telemisure e teleprotezioni, che necessitano di onda portante permanentemente trasmessa e mai interrotta, se non per ragioni strettamente inerenti al funzionamento delle stesse.

I vari circuiti ad alta e bassa frequenza sono raggruppati in complessi funzionali montati su pannelli distinti:

— pannello trasmettitore;
— pannello amplificatore di bassa frequenza e modulatore;
— pannello ricevitore;
— pannello telefonico con forchetta e filtro di bassa frequenza;
— pannello centralino automatico;
— pannello alimentazione generale.

Le correnti foniche provenienti dal telefono dell'utente percorrono gli avvolgimenti di un particolare traslatore differenziale, detto anche circuito forchetta, il quale ha il compito di sdoppiare il doppino telefonico, funzionante per conversazioni nei due sensi, in due circuiti distinti, ciascuno funzionante in un solo senso, senza creare tra di essi interferenze. Uno di tali circuiti è collegato all'entrata del trasmettitore, mentre l'altro proviene dall'uscita del ricevitore.

Allo scopo di ottenere il massimo rendimento ed il miglior livello di modulazione, il trasmettitore vero e proprio è preceduto da due stadi di amplificazione in bassa frequenza, di cui il primo comprende un circuito di controllo automatico del volume, avente funzione di limitatore di livello. Segue ad essi un modulatore in controfase classe B, la cui uscita è collegata opportunamente al circuito di placca dello stadio finale controfase classe C del trasmettitore, modulato secondo il sistema a variazione di tensione anodica.

La frequenza portante, generata da uno stadio separato controllato a quarzo, viene applicata, tramite trasformatore adatto all'accoppiamento con stadio controfase, alle griglie controllo delle valvole finali in trasmissione. L'uscita dello stadio finale è accoppiata, tramite opportuno traslatore adattatore d'impedenza, al cavo coassiale che unisce la stazione al filtro di accoppiamento con la linea ad alta tensione.

Il ricevitore è del tipo supereterodina. Esso comprende dapprima uno stadio convertitore amplificatore alta frequenza-media frequenza con oscillatore locale separato a triodo, cui fa seguito un ulteriore stadio amplificatore a frequenza intermedia (F.I.). La tensione all'uscita di questo viene rivelata ed amplificata in potenza dello stadio finale BF, la cui uscita è collegata, tramite opportuno traslatore, ai morsetti di entrata del circuito a forchetta.

A monte del circuito di rivelazione è derivato lo stadio amplificatore di chiamata, comprendente un diodo raddrizzatore della corrente a F.I. La corrente continua ottenuta è usata come polarizzazione negativa applicata alla griglia controllo di un triodo, la cui corrente anodica s'interrompe ogni qualvolta la tensione di polarizzazione di griglia raggiunge l'interdizione, cioè quando è presente in linea la portante. In serie al circuito anodico è collegato il relè di ricezione, che batte gli impulsi di selezione eccitandosi ad ogni interruzione di portante.

Il controllo automatico di volume è realizzato elettronicamente influendo con una tensione di polarizzazione negativa, variabile con il livello di ricezione, sulla polarizzazione base di griglia dei due stadi amplificatori a F.I.

La stazione O.C. comprende anche un centralino automatico, normalmente previsto per il collegamento di due utenti, ma che può essere convenientemente ampliato in caso di necessità particolari.

E' pure prevista la traslazione automatica da una stazione terminale ad altra di un tronco diverso, evitando le perdite dovute ai circuiti forchetta delle due stazioni: in tal caso il collegamento delle stesse si effettua a quattro fili, cioè con due circuiti distinti per le conversazioni nei due sensi.

La stazione O.C. Siemens tipo 820 (vedi schema di principio in figura 7) è anch'essa una apparecchiatura realizzata per la trasmissione della portante e delle due bande laterali.

Le frequenze foniche trasmesse sono comprese nella banda $300 \div 2100$ Hz, mentre la frequenza di taglio del filtro è di 2500 Hz. Per ogni senso di trasmissione viene impiegato perciò un canale di 5 kHz.

La portante viene trasmessa in linea solo durante la chiamata e la conversazione e viene interrotta al ritmo degli impulsi di selezione. Non è quindi possibile sovrapporre altri canali di teletrasmissone.

A seconda che il tronco comprende due o più stazioni il funzionamento avviene secondo il principio rispettivamente delle trasmissioni a frequenze fisse o mediante scambio d'onda. Generalmente tutte le stazioni sono provviste di scambio d'onda che viene facilmente bloccato quando non necessario.

La stazione comprende vari complessi distinti montati su pannelli separati:

— pannello trasmettitore;
— pannello ricevitore;
— pannello amplificatore AF;
— pannello filtri;
— pannello automatici;
— pannello misure;
— pannello alimentazione generale.

Il trasmettitore è costituito da tre valvole delle quali una funziona da generatrice dell'alta frequenza, la seconda da modulatrice, la terza da amplificatrice finale dell'alta frequenza modulata.

L'oscillatrice genera, per scambio delle capacità di accordo del circuito oscillante, sia l'una che l'altra frequenza su cui è accordata la stazione (solo quando è in funzione lo scambio d'onda).

La modulatrice è modulata di griglia dalle correnti foniche opportunamente amplificate dall'amplificatore BF.

La finale in trasmissione, funzionante in classe A, eleva la potenza da emettere al valore di circa 3 W al filtro di trasmissione.

Il ricevitore è ad amplificazione diretta, cioè senza conversione di frequenza. Esso è dotato di quattro valvole, di cui due in funzione di amplificatrici AF, la terza di rivelatrice, la quarta di amplificatrice finale dei segnali di chiamata e di selezione. Sul circuito di placca di quest'ultima valvola è inserito il relè polarizzato di ricezione di chiamata.

Il ricevitore ha una totale amplificazione che consente una attenuazione massima dei segnali di 7 Neper. Se la linea rappresenta una attenuazione minore o comunque variabile al disotto del massimo, vengono automaticamente inserite, all'inizio di ciascuna conversazione telefonica, attenuazioni artificiali, tali da consentire il funzionamento del ricevitore nel punto più adatto della sua caratteristica. Questa regolazione automatica viene effettuata mediante un dispositivo meccanico comandato dal relè polarizzato di ricezione.

L'amplificatore BF comprende due valvole, di cui una amplificatrice delle correnti telefoniche modulate in partenza, l'altra di quelle in arrivo. Questi due stadi servono rispettivamente ad elevare il livello delle correnti BF all'entrata del trasmettitore, per migliorare il grado di modulazione, e ad elevare il livello di uscita del ricevitore per consentire una buona audizione nel microtelefono.

I due distinti circuiti a due fili di entrata nel trasmettitore e di uscita dal ricevitore, vengono trasformati in un unico circuito a due fili diretto al telefono, tramite un traslatore

differenziale con utente artificiale, che elimina riflessioni ed interferenze per reazione del ricevitore sul trasmettitore e viceversa.

La parte automatica è prevista generalmente per permettere il collegamento di due utenti distinti, di cui uno eventualmente privilegiato sulla precedenza nelle comunicazioni.

L'automatismo permette pure la traslazione automatica a quattro fili, tra due stazioni terminali di tronchi diversi, ciò che consente di evitare le perdite intrinseche nei circuiti forchetta.

***

Il sistema di trasmissione a banda laterale unica e portante attenuata o soppressa è divenuto di grande attualità in questi ultimi anni a causa delle interferenze tra collegamenti, dovute all'addensarsi di canali specialmente in talune regioni d'Italia ed alla limitata banda di frequenza riservata dal Ministero PP.TT. alle comunicazioni ad onde convogliate.

In Europa per ragioni economiche e per evitare disturbi ad altre comunicazioni, la potenza massima di emissione degli impianti ad onde convogliate di qualsiasi tipo non supera 10 W.

Nel sistema a portante a due bande laterali trasmesse si dimostra analiticamente che la potenza emessa con modulazione al 100 % diviene 1,5 volte maggiore di quella in assenza di modulazione; risulta quindi che, con portante modulata al 100 %, solo un terzo della potenza totale si ripartisce sulle bande laterali (cioè l'eccedenza rispetto alla potenza di emissione della portante non modulata), mentre due terzi sono assorbiti dall'emissione della sola portante. Ai fini della trasmissione di una comunicazione telefonica o di un qualsiasi segnale, la portante non ha direttamente interesse e ciò vale anche per una delle due bande laterali, in quanto l'altra contiene da sola tutte le caratteristiche del segnale da trasmettere.

Si può quindi considerare come strettamente indispensabile la semplice trasmissione di una sola delle due bande laterali. Facendo ciò si raggiungono due importanti risultati: si aumenta notevolmente il rapporto segnale-disturbo, in quanto la totale potenza emessa viene esclusivamente ripartita sull'unica banda laterale trasmessa, e si riduce a metà la gamma di frequenze occupata rispetto al sistema impiegante trasmissione completa della portante e delle due bande laterali.

Le stazioni O.C. funzionanti secondo il sistema di trasmissione a banda laterale unica e portante attenuata o soppressa presentano notevoli complicazioni circuitali. La soppressione di una delle bande laterali ampia 4 kHz relativa ad una portante compresa nel campo $150 \div 300$ kHz richiede filtri di altissima selettività e quindi di costo assai elevato, che si realizzano odiernamente solo usando quarzi piezoelettrici od impiegando elementi soggetti al fenomeno di magnetostrizione.

Per evitare l'uso di tali filtri si ricorre (a seconda della frequenza della portante) ad una o due differenti e successivamente sovrapposte modulazioni e filtrazioni. Tali modulazioni sono effettuate con oscillazioni di frequenza assai inferiore alla frequenza di emissione, ma pure sempre di valore elevato rispetto alle frequenze foniche.

La selettività e quindi il costo di un filtro di banda dipende essenzialmente dal rapporto tra l'ampiezza della banda passante e la frequenza media compresa nella stessa, divenendo il filtro tanto più complesso quanto minore è il valore di tale rapporto. In base a questo si può dire brevemente ed assai schematicamente che risulta molto più semplice realizzare la filtrazione di una banda laterale ampia 4 kHz modulata con una portante a 12 kHz (4 kHz / 12 kHz = 1/3) di quanto non sia quella di un'uguale ampiezza di banda laterale modulata con una portante a 200 kHz (4 kHz / 200 kHz = 1/50).

Le stazioni Siemens a banda laterale unica utilizzano una premodulazione con frequenza 12 kHz; una successiva filtrazione elimina una delle bande laterali. La banda di frequenze ottenute all'uscita di questo stadio modula direttamente, con soppressione di una banda laterale e della portante, la frequenza di emissione. Nelle stazioni O.C. a banda unica contigua quando la portante ha valori superiori ad un certo limite, si ricorre ad una seconda modulazione intermedia con soppressione di portante e di una banda laterale.

Queste successive modulazioni hanno l'unico scopo di mantenere relativamente basso il rapporto precedentemente citato e rendere quindi possibile l'impiego di filtri di costituzione abbastanza semplice e tradizionale, cioè impieganti solo impedenze e capacità.

Le proposte fatte dall'ANIDEL, pubblicate nel n. 8 della Rivista « L'Energia Elettrica », di cui si riporta uno stralcio in appendice, sono state elaborate per disciplinare l'utilizzazione razionale di tutta la gamma concessa dal Ministero, cercando di realizzare il maggior numero di collegamenti, senza dar origine ad interferenze reciproche.

Queste raccomandazioni riguardano, per il momento, gli impianti di comunicazione ad onde convogliate a modulazione di ampiezza, in quanto per ora non si pensa conveniente l'impiego di collegamenti a modulazione di frequenza.

Lo scopo di queste raccomandazioni, che investono le caratteristiche delle apparecchiature, è quello della coesistenza dei collegamenti ad alta frequenza, indipendentemente dalle possibili interconnessioni della rete elettrica; per questo si sono proposti diversi tipi di collegamenti, che, secondo la zona più o meno densa in cui vengono impiegati, usufruiscono di una maggiore o minore larghezza della gamma impegnata.

Si hanno:

a) canali a banda doppia: canali in cui si inviano, per ciascun senso di trasmissione, entrambe le bande laterali di modulazione, sigla BD nel grafico di fig. 8);

b) canali a banda unica: canali in cui si invia, per ciascun senso di trasmissione una sola banda laterale di modulazione opportunamente trasposta in AF.

Il canale a banda unica può avere le bande di modulazione, trasmesse nelle due direzioni, una contigua all'altra oppure distanziate (rispettivamente sigla BUC e BUD nel grafico di fig. 8).

Per non incorrere in inconvenienti utilizzando le apparecchiature a banda unica contigua è stato necessario fissare per le stesse caratteristiche particolari, precisate nelle direttive ANIDEL.

(146)

APPENDICE

Stralcio dalla proposta di raccomandazioni ANIDEL per l'impiego di canali e di apparecchiature ad onde convogliate.

CANALI A BANDA UNICA	CANALI A BANDA DOPPIA

A) *Caratteristiche di trasmissione.*

1. *Tipo di trasmissione.*

Soppressione di una banda laterale, con attenuazione o soppressione della portante.	Normale (trasmissione delle due bande laterali e della portante non attenuata).

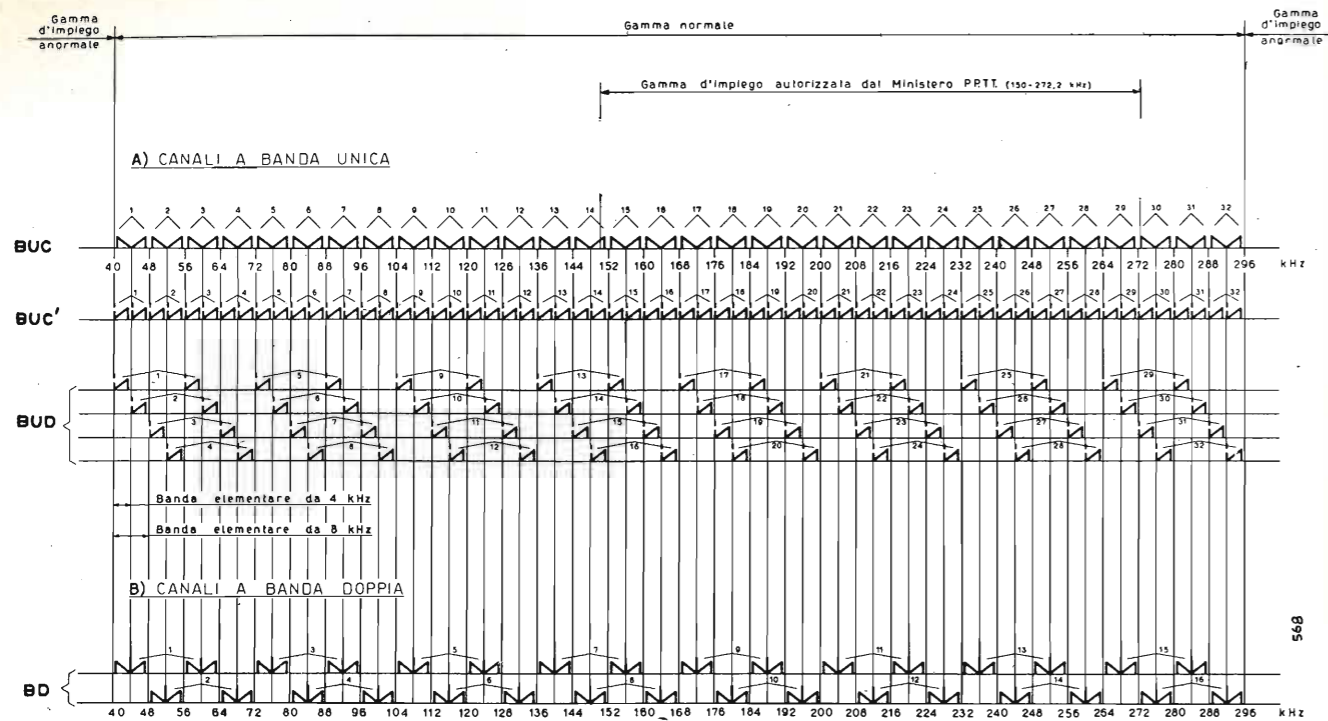



Fig. 8. — Canali ad alta frequenza per collegamenti ad onde convogliate. Serie B U C: canali a bande uniche contigue a portante soppressa; Serie B U C': canali a bande uniche contigue a portante attenuata o soppressa; Serie B U D: canali a bande uniche distanziate a portante attenuata o soppressa; Serie B D: canali a bande doppie distanziate, a portante non attenuata.

Canali a banda unica	Canali a banda doppia

2. *Tipi di bande e posizione della portante.*

Canali a banda unica	Canali a banda doppia
I) a banda superiore diretta e banda inferiore invertita, con portante soppressa;	Normale (semibanda superiore diretta e semibanda inferiore invertita con portante al centro).
II) a banda inferiore e superiore dirette, con portanti soppresse o attenuate al limite inferiore della banda.	

3. *Potenza massima d'uscita.*

Canali a banda unica	Canali a banda doppia
La potenza massima immissibile in rete per ogni banda portante (4 kHz), misurata ai morsetti d'uscita, non deve superare i 10 W totali con modulazione simultanea di tutti i segnali previsti per la trasmissione contemporanea (telefonia al livello di +5 dB e altri segnali al loro livello nominale di modulazione in bassa frequenza o eventualmente in frequenza intermedia). A partire da una distanza di 300 Hz dal limite superiore della banda portante, internamente alla banda stessa, il livello massimo ammesso per il segnale utile deve linearmente scendere fino al valore massimo ammesso per i segnali spuri in corrispondenza della frequenza limite (vedasi punto 5). In prossimità del limite inferiore della banda portante il livello massimo ammesso per il segnale utile deve gradualmente scendere fino al livello massimo ammesso per le portanti attenuate in corrispondenza del limite citato di banda.	La potenza massima immissibile in rete per ogni banda portante (8 kHz), misurata ai morsetti d'uscita, non deve superare i 10 W in assenza di modulazione e i 15 W totali con modulazione simultanea di tutti i segnali previsti per la trasmissione contemporanea (telefonia al livello di +5 dB e altri segnali al loro livello nominale di modulazione in bassa frequenza o eventualmente in frequenza intermedia). A partire da una distanza di 300 Hz dai limiti inferiore e superiore della banda portante, internamente alla banda stessa, il livello massimo ammesso del segnale utile deve diminuire linearmente fino al valore massimo ammesso per i segnali spuri in corrispondenza delle frequenze limiti della banda (vedasi punto 5).

Nota. — Si confrontino pure, per quanto concerne i livelli massimi ammessi del segnale utile in tutta la banda portante, le curve riportate nelle figure 9-*a*) e 9-*c*).

4. *Potenza massima delle portanti attenuate.*
0,5 W.

5. *Livelli massimi in* AF (¹) *ammessi per i segnali spuri prodotti esternamente alla banda di trasmissione, sia per effetto di distorsione negli stadi di modulazione e di amplificazione del proprio trasmettitore sia per effetto di intermodulazione con segnali di altre stazioni installate sulla stessa linea o su linee vicine* (²).

Canali a banda unica	Canali a banda doppia
—10 dB alla distanza di 0 e 300 Hz dal limite superiore rispettivamente inferiore della banda portante; —60 dB a distanza $\geq$ 12 kHz dai limiti della banda portante (³).	0 dB alla distanza di 0 Hz dai limiti della banda portante; —50 dB a distanza $\geq$ 12 kHz dai limiti della banda portante (³).

Per valori intermedi della distanza in kHz i relativi livelli massimi dei segnali spuri si ricavano per interpolazione lineare fra i valori indicati.

Nota. — I valori massimi qui indicati risultano pure dalle curve riportate nelle figure da 9-*a*) a 9-*c*).

6. *Stabilità di frequenza.* — Variazioni massime delle frequenze portanti.

Canali a banda unica	Canali a banda doppia
$\pm$ 5 Hz per la gamma 40 ÷ ÷ 168 kHz,	$\pm$ 20 Hz per la gamma 40 ÷ ÷ 296 kHz.
$\pm$ 10 Hz per la gamma 168 ÷ ÷ 296 kHz.	

per variazioni di temperatura non inferiori a $\pm$ 10 °C intorno alla temperatura di riferimento di 20 °C.

(¹) Tutti i livelli indicati nella fig. 9 e al punto 5 sono riferiti al livello « O » del C.C.I.F. (potenza del segnale 1 mW).
(²) Misura eseguita all'uscita della stazione.
(³) Per la misura di valori molto elevati di attenuazione si ricorrerà a metodi indiretti, atti a realizzare la misura stessa.

Fig. 9. — Livelli assoluti massimi dei segnali utili e spuri in trasmissione (¹).

a) Canali a bande uniche distanziate (banda di frequenza per un solo senso di trasmissione).
b) Canali a bande uniche contigue (banda di frequenza per tutti e due i sensi di trasmissione).
c) Canali a banda doppia (banda di frequenza per un solo senso di trasmissione).

Canali a banda unica	Canali a banda doppia

B) *Caratteristiche di ricezione.*

7. *Selettività totale in ricezione.* — Attenuazione totale minima per segnali esterni alla banda portante in ricezione (effetto globale dei filtri d'ingresso e degli stadi di frequenza intermedia).

Canali a banda unica	Canali a banda doppia
30 dB in corrispondenza del limite inferiore della banda portante; 70 dB in corrispondenza del limite superiore della banda portante; 70 dB alla distanza di 300 Hz dal limite inferiore della banda portante; 110 dB a distanza $\geq$ 4 kHz dai limiti inferiore e superiore della banda portante (³).	20 dB in corrispondenza dei limiti della banda portante; 40 dB a 800 Hz dai limiti della banda portante; 100 dB a distanza $\geq$ 4 Hz dai limiti della banda portante (³).

Nota. — I valori minimi qui indicati risultano pure dalle curve di selettività riportate nelle figure da 10-*a*) a 10-*d*).

Le caratteristiche qui specificate non valgono, nel caso di bande uniche contigue, per i fianchi delle curve di selettività che risultano affacciati per i due sensi di trasmissione.

8. *Livello massimo in BF di frequenze spurie generate nel ricevitore da segnali provenienti da altri canali (o eventualmente dal proprio trasmettitore).*

Canali a banda unica	Canali a banda doppia
2,5 mV (su 600 ohm) escluso il rumore di fondo di cui al punto 12, con ricezione del segnale utile a — 5 dB e un'attenuazione di linea di 50 dB oppure corrispondente all'attenuazione nominale del canale, se inferiore. Per attenuazioni maggiori di linea si ammette un disturbo in BF maggiorato nello stesso rapporto. I segnali in AF provocanti il disturbo e aventi un livello di 10 W si suppongono a distanza $\geq$ 8 kHz dai limiti della banda portante di ricezione se appartenenti a canali della stessa linea, oppure a distanza variabile da 8 a 0 kHz se appartenenti a canali disposti su linee disaccoppiate in misura variabile da 0 a 30 dB.	2,5 mV (su 600 ohm) escluso il rumore di fondo di cui al punto 12, con ricezione del segnale utile a — 5 dB e un'attenuazione di linea di 40 dB oppure corrispondente all'attenuazione nominale del canale, se inferiore. Per attenuazioni maggiori di linea si ammette un disturbo in BF maggiorato nello stesso rapporto. I segnali in AF provocanti il disturbo e aventi un livello di 10 W si suppongono a distanza $\geq$ 8 kHz dai limiti della banda portante di ricezione se appartenenti a canali della stessa linea, oppure a distanza variabile da 8 a 0 kHz se appartenenti a canali disposti su linee disaccoppiate in misura variabile da 0 a 40 dB.

C) *Caratteristiche complessive.*

9. *Livelli telefonici normali d'ingresso e di uscita* (per ogni singolo collegamento).

Per circuiti a 4 fili: livello d'ingresso: —13 dB } secondo Raccom. C.C.I.F.
livello d'uscita: +10 dB }

Fig. 10. — Selettività totale in ricezione (curve di attenuazione minima).

a) Canali a bande uniche distanziate (banda di frequenza per un solo senso di trasmissione).
b) Canali a bande uniche contigue dirette (banda di frequenza globale per i due sensi di trasmissione).
c) Canali a bande uniche contigue invertita/diretta (banda di frequenza globale per i due sensi di trasmissione).
d) Canali a banda doppia (banda di frequenza per un solo senso di trasmissione).

Canali a banda unica	Canali a banda doppia

Per circuiti a 2 fili: livello d'ingresso: 0 dB } secondo Rac-
livello d'uscita: — 5 dB } com. C.C.I.F.

con possibilità di raggiungere un livello d'uscita non inferiore a —2 dB, alle stesse condizioni (percentuale di riflessione) previste dal C.C.I.F.

10. *Banda normale e curva dei livelli in* BF *per le trasmissioni telefoniche.*

Si raccomanda di adottare la banda e la curva dei livelli stabiliti dalle Raccomandazioni del C.C.I.F., Libro Giallo 1949, Vol. III, Fig. 18.

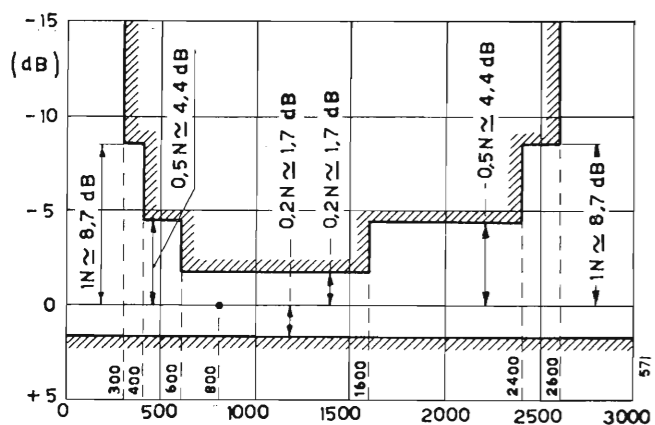



Fig. 11. — Curva dei livelli BF (riferiti al livello misurato a 800 Hz).

Nella figura 11 è riportata la curva C.C.I.F. con i livelli al livello misurato a 800 Hz.
Si consiglia comunque di non eliminare nella trasmissione le frequenze al di sotto di 2100 Hz per collegamenti di probabile interconnessione.

11. *Massima distorsione del canale telefonico completo* (trasmissione e ricezione).

5 % con modulazione al livello 0 (misura da effettuarsi a 400 Hz).

12. *Massimo rumore di fondo del complesso trasmettitore-ricevitore.*

2,5 mV psofometrici con livello del segnale utile in BF (telefonico) di —5 dB, e con attenuazione di linea massima ammessa del canale in esame di 50 dB (per attenuazioni nominali superiori il valore di riferimento è di 50 dB).	2,5 mV psofometrici con livello del segnale utile in BF (telefonico) di —5 dB, e con attenuazione di linea massima ammessa del canale in esame di 40 dB (per attenuazioni nominali superiori il valore di riferimento è di 40 dB).

D) *Caratteristiche delle bobine di sbarramento.*

13. *Efficienza di blocco delle bobine di sbarramento.*

L'attenuazione provocata dalla bobina di sbarramento e misurata in base al rapporto dei livelli esistenti a valle (lato trasmissione) e a monte (lato sbarrato), con linea supposta terminata da ambo i lati su 400 ohm per accoppiamento su un solo conduttore oppure su 600 ohm per accoppiamento su due conduttori, non dovrà essere inferiore a 10 dB per tutta la banda di frequenze utilizzata per la trasmissione [4]. Tale valore rappresenta l'attenuazione minima indispensabile. Per elevate potenze dei segnali utili (5 ÷ 10 W) si raccomanda di aumentare adeguatamente il valore sopra stabilito.
Nei punti di interconnessione o dove convergono più linee munite di collegamenti a onde convogliate, si consiglia lo sbarramento su tutti i conduttori.

[4] La misura in laboratorio dell'attenuazione di blocco viene effettuata secondo gli schemi riportati nelle figure 12-*a*) e 12-*b*).

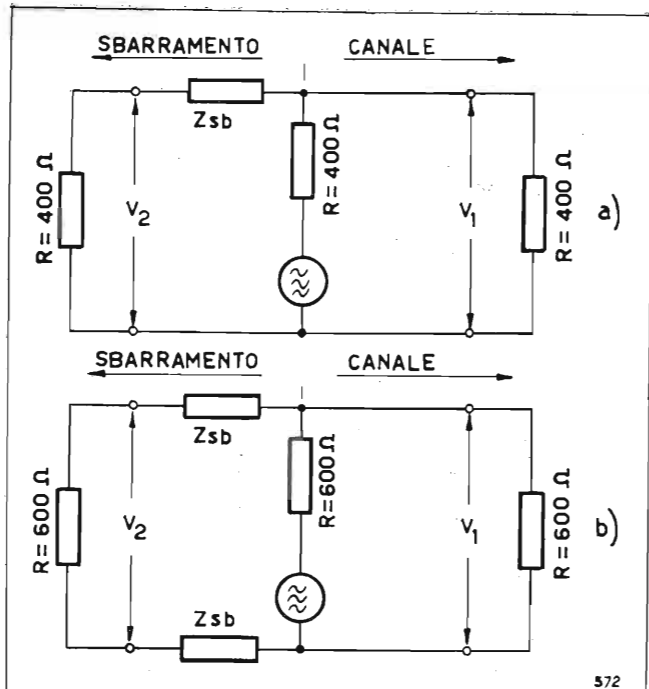



Fig. 12. — Schemi di misura dell'attenuazione di blocco delle bobine di sbarramento:

a) per trasmissione fase-terra
b) per trasmissione su due conduttori

$$\text{attenuazione } b = 20 \log \frac{V_1}{V_2} \geq 10 \text{ dB.}$$

BIBLIOGRAFIA

1 - Bourelly G.: *Comunicazioni telefoniche ad onde convogliate ad alta tensione.* « Elettronica », 1932, pag. 3 ÷ 25.

2 - Gaiani G.: *Teletrasmissioni su elettrodotti aerei ad alta tensione.* « Rassegna Tecnica del T.I.B.B. », ottobre-dicembre 1951.

3 - Barbisio F.: *Telecomunicazioni negli impianti elettrici* (Tesi di laurea 1950).

4 - Chevallier A.: *Télétransmissions par ondes porteuses dans les réseaux de transport d'énergie à haute tension.* « Dunod Paris », 1946.

5 - Chevallier A.: *Propagation d'ondes haute fréquence le long d'une ligne triphasée symétrique.* « Revue Générale de l'Electricité », janvier 1945.

6 - *Les télétransmissions par ondes porteuses à haute fréquence au service du transport de l'énergie électrique.* « Revue BBC », mars-avril 1948.

7 - Goldstein A.: *Utilisation multiple des liaisons par ondes porteuses sur lignes à haute tension.* « Revue BBC », mars-avril 1948.

8 - Goldstein A.: *Transmissions par ondes porteuses sur lignes à haute tension.* « Revue BBC », septembre-octobre 1948.

9 - Hancess E. A.: *Nouveaux équipements de téléphonie par ondes porteuses pour réseaux à haute tension.* « Revue BBC », septembre-octobre 1948.

10 - Hancess E. A.: *Le développement des télétransmissions par ondes porteuses pour réseaux à haute tension.* « Revue BBC », mars-avril 1948.

11 - Wertli A.: *Influence du givre sur la propagation des ondes à haute fréquence le long des conducteurs à haute tension.* « Revue BBC », juin 1946.

12 - Scherrer P. - Matthias B.: *Über piezoelektrische Kristalle und deren Anwendung für elektrische Wellenfilter.* « BBC Mitteilung », dezember 1944.

13 - Cheek R. C.: *Power line carrier application.* « Electrical Transmission and Distribution Reference Book », Westinghouse, 1951.

NUOVO RADIATORE LEGGERO PER TUBI ELETTRONICI AD ANODO ESTERNO

Dott. Ing. GIULIO PASQUALIGO
della F.I.V.R.E., Firenze

Prof. Ing. RINALDO SARTORI
dell'Università di Genova

(*Continuazione - Vedi numero precedente a pag. 228*)

7. Dimensionamento del radiatore ad alette triangolari.

Una soluzione radicalmente diversa da quelle esaminate sopra si ottiene disponendo le alette perpendicolarmente all'asse del tubo, in modo che l'aria lambisca l'anodo lungo settori circolari delimitati dalle alette stesse. In tal modo si ottiene ancora di raffreddare l'anodo per sezioni indipendenti, le quali risultano facilmente molto numerose, portando a una distribuzione di temperatura in senso assiale praticamente uniforme.

In questa categoria di radiatori ad alette trasversali va classificato il nuovo radiatore ad alette triangolari, il quale, rispetto ad altri tipi proposti in precedenza, presenta i vantaggi della grande semplicità costruttiva, delle superfici di ingresso e di uscita dell'aria piane, del razionale sfruttamento della corrente d'aria, la quale, poichè lambisce due volte la stessa aletta sulle due facce opposte, determina una distribuzione trasversale della temperatura molto migliore di quella che si ottiene nei radiatori in cui l'aria si muove tangenzialmente alla superficie dell'anodo. Del

Fig. 17. — Realizzazione di un radiatore a sezioni: 1) parete dell'anodo; 2) alette longitudinali; 3) setti di separazione delle sezioni assiali; 4) convogliatori d'aria; 5) percorsi delle correnti d'aria.

resto lo studio dei criteri di dimensionamento, che si può condurre seguendo linee analoghe a quelle seguite per il caso dei radiatori ad alette longitudinali, servirà anche a mettere in luce altre caratteristiche peculiari.

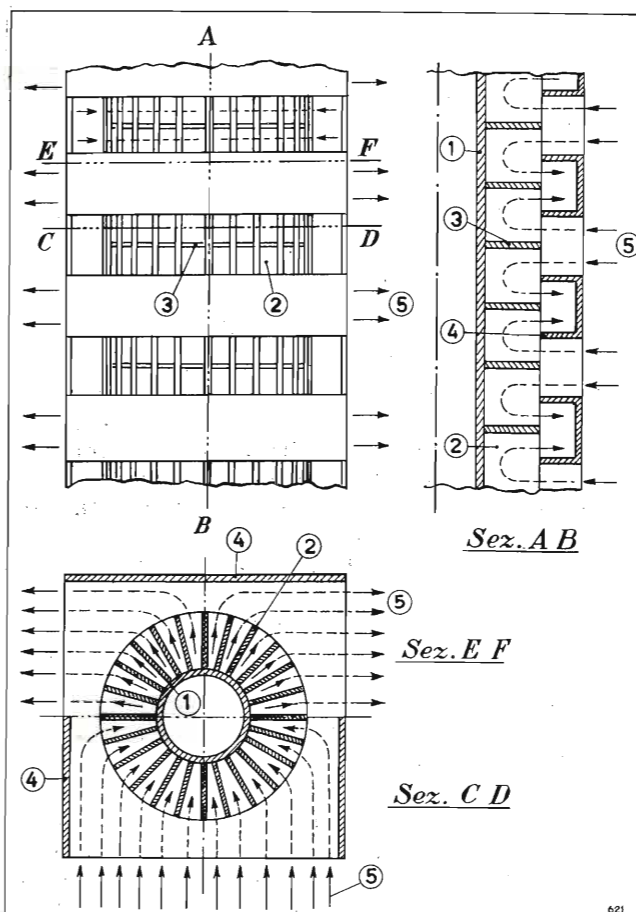
Si comincerà dal considerare il riscaldamento dell'aria. Conviene a questo scopo considerare una coppia di alette quadruple sovrapposte, tra le quali l'aria viene spinta attraverso le aperture anteriore e posteriore, lambendo le superfici affacciate delle alette, e dalle quali la stessa aria sfugge lateralmente per metà al di sopra, lambendo la superficie superiore delle alette superiori, e per metà al di sotto, lambendo la superficie inferiore delle alette inferiori. Indicando con P_a la potenza smaltita da una aletta, la potenza smaltita da una coppia di alette quadruple risulta $8P_a$. D'altra parte l'aria entra attraverso due aperture rettangolari di altezza pari all'intervallo t tra le superfici affacciate delle alette e di larghezza uguale al lato dell'aletta quadrupla. Ora per valutare questa lunghezza occorre tener conto dello spazio occupato dalla saldatura tra alette ed anodo, dagli anelli distanziatori e dai fori di passaggio dell'aria alla base delle alette triangolari; si può quindi considerare che il diametro, su cui sono impostate le alette triangolari, sia maggiore del 15 per cento del diametro d dell'anodo, per cui la diagonale dell'aletta quadrupla risulta 2,30 d e l'area di passaggio dell'aria

$$2\,\frac{2{,}30\,d}{\sqrt{2}}\,t = 2{,}3\sqrt{2}\,d\,t\,.$$

Quest'area, moltiplicata per la velocità v, per l'innalzamento $\Delta\vartheta_a$ di temperatura e per la capacità termica (in media uguale a $10^3 \mathrm{J/m^3\,^\circ C}$) dell'aria fornisce la potenza asportata; si ha dunque:

$$8\,P_a = 2{,}3\sqrt{2}\,10^3\,v\,d\,t\,\Delta\vartheta_a\,.$$

Per ottenere il carico termico sull'anodo occorre poi dividere la potenza 8 P_a per l'area dell'anodo occupata dalla falda di aria considerata, che risulta $\pi\, d \cdot 2\,(t + s)$, essendo s lo spessore delle alette. Tuttavia, per quanto il frazionamento dell'aria di ventilazione in numerosi canali sovrapposti renda sensibilmente uniforme la distribuzione della temperatura lungo l'anodo, si deve tener conto che non è praticamente possibile evitare che verso le estremità superiore e inferiore del radiatore la temperatura tenda a ridursi, specialmente quando le estremità dell'anodo, come avviene ordinariamente, sono inattive. Per migliorare la distribuzione della temperatura è conveniente lasciare le estremità inattive dell'anodo prive di alette, senza tuttavia poter evitare che agli estremi del radiatore l'aria esca a temperatura più bassa di quella a cui esce nella zona centrale. D'altra parte è da tener presente che, almeno all'estremità del-

l'anodo, in cui si ha il giunto tra metallo e vetro, è certamente conveniente mantenere una temperatura non troppo elevata.

In ogni caso da queste considerazioni risulta che, se con $\Delta\vartheta_a$ si indica la massima sopraelevazione di temperatura, che si ottiene nella zona centrale del radiatore, per la valutazione del carico termico si deve considerare una sopraelevazione media più bassa di $\Delta\vartheta_a$ e che la riduzione è tanto più forte quanto minore è la lunghezza dell'anodo, perchè con anodi corti è maggiormente sentita l'influenza delle estremità. La riduzione, da apportarsi a $\Delta\vartheta_a$, si può ritenere dell'ordine del 15% per tubi delle dimensioni della 893 e diminuisce per tubi di lunghezza maggiore.

Tutto sommato, si può quindi scrivere (in W/m^2):

[5] $$P_s = 450 \frac{v\,\Delta\vartheta_a}{1 + s/t}$$

in cui il coefficiente può salire fino a 500 per i tubi in cui il rapporto tra lunghezza e diametro dell'anodo raggiunge i valori più elevati. Risulta dunque che il carico termico ottenibile con i radiatori ad alette triangolari è indipendente dal diametro dell'anodo (in quanto l'estensione delle alette cresce proporzionalmente a questo) e dipende soltanto, a parità di velocità e di sopraelevazione di temperatura dell'aria, dal rapporto s/t tra lo spessore delle alette e l'altezza dei canali di ventilazione. Tuttavia il carico termico non può essere reso alto a piacere, perchè esso trova un limite, del resto irraggiungibile in pratica, nel valore corrispondente a $s/t = 0$, limite che vale $450\ v\ \Delta\vartheta_a$ W/m^2 e per $v = 12$ m/sec e $\Delta\vartheta_a = 120°C$ risulta di 650 kW/m^2.

Si osservi ancora che i più elevati carichi termici si raggiungono con alette sottili e distanti, cioè, come si vedrà meglio tra poco, con radiatori sempre più leggeri, tenendo conto che un limite è sempre imposto dalla necessità che le alette siano sufficientemente rigide. Infine, se si confronta la [4] con la [5], tenuto conto che con le alette trasversali si può tollerare una sopraelevazione di temperatura dell'aria circa tripla di quella tollerabile con le alette longitudinali, si conclude che, a pari velocità dell'aria, il carico termico raggiungibile con le alette triangolari è circa superiore del 50% a quello ottenibile con alette longitudinali.

Per maggiore evidenza la relazione [5] è tradotta graficamente in figura 18, nella quale sono riportati, in funzione di s/t, i valori di $v\ \Delta\vartheta_a/P_s$ e i valori di v per $P_s = 500$ kW/m^2 e $\Delta\vartheta_a = 120°C$. Risulta chiaramente dall'esame di tale figura come, spingendo la sopraelevazione di temperatura ai massimi valori consentiti praticamente, i radiatori ad alette triangolari necessitino di velocità dell'aria particolarmente basse, di modo che questi radiatori possono con un piccolo aumento di velocità dell'aria, smaltire sovraccarichi momentanei anche notevoli.

8. Il calcolo del peso dell'alettatura si può eseguire molto facilmente. Ogni aletta quadrupla ha il lato lungo $2{,}30\ d/\sqrt{2}$ e quindi, togliendo l'area $\pi d^2/4$ della sezione dell'anodo, occupa il volume

$$\left(\frac{2{,}30^2}{2} - \frac{\pi}{4}\right) d^2 s = 1{,}86\ d^2\ s\ ,$$

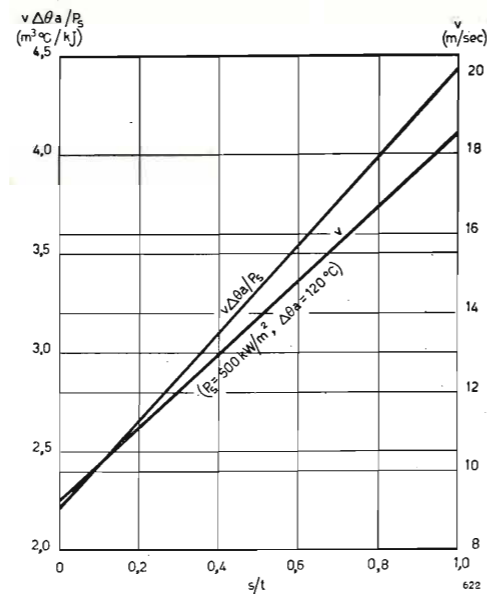



Fig. 18. — Valori di $v\ \Delta\vartheta_a/P_s$ (m^3 °C/kJ) in funzione di s/t e valori di v (m/sec) per $P_s = 500$ kW/m^2 e $\Delta\vartheta_a = 120°C$ per radiatori ad alette triangolari.

mentre ricopre l'area $\pi\ d\ (t + s)$ della superficie dell'anodo. Il peso dell'alettatura per unità di superficie dell'anodo risulta dunque:

[6] $$\tau = 5{,}27 \cdot 10^3\ d\ \frac{s/t}{1 + s/t}$$

cioè il peso unitario dell'alettatura cresce proporzionalmente al diametro dell'anodo e cresce pure col rapporto s/t tra lo spessore delle alette e l'altezza dei canali.

Se si elimina questo rapporto per mezzo della [5], si trova:

[6'] $$\tau = 5{,}27 \cdot 10^3\ d \left(1 - 2{,}22\ \frac{P_s \cdot 10^3}{v\ \Delta\vartheta_a}\right)$$

dalla quale risulta che il peso unitario della alettatura diminuisce linearmente al crescere del carico termico, annullandosi quando quest'ultimo raggiunge il limite al quale corrisponderebbe $s/t = 0$. Lo stesso peso unitario diminuisce al diminuire della velocità e della sopraelevazione di temperatura dell'aria.

Queste proprietà del radiatore ad alette triangolari sono particolarmente notevoli, perchè sono quelle che rendono possibile la realizzazione di radiatori estremamente leggeri, che richiedono bassissimo consumo di potenza per la circolazione dell'aria. Inoltre il fatto che il peso unitario diminuisce al crescere del carico termico rende possibile la realizzazione di serie di radiatori aventi peso complessivo praticamente indipendente dal valore della totale potenza dissipata dai tubi e consente di utilizzare i radiatori stessi per tubi di potenza qualsiasi, anche molto elevata.

Le relazioni [6] o [6'] forniscono valori di τ estremamente bassi; per esempio per $d = 0{,}08$ m, $P_s = 500$ kW/m^2, $v = 12$ m/sec, $\Delta\vartheta_a = 120°C$, si trova: $\tau = 96$ kg/m^2. Ma questo è il peso della sola alettatura, al quale si deve aggiungere quello della saldatura, degli anelli distanziatori, dei tiranti e delle piastre terminali, che assume notevole importanza in confronto a un'alettatura tanto leggera, giungendo facilmente a raddoppiare il peso complessivo.

Tra parentesi si osservi che l'esempio precedente

è basato su elementi perfettamente realizzabili, dato che porta a $s/t = 0{,}3$, ottenibile ad esempio con $s = 0{,}3$ mm e $t = 1$ mm.

9. Per completare gli elementi necessari al dimensionamento del radiatore si deve ora procedere alla valutazione della potenza smaltita dalle alette per giungere a una relazione del tipo della [2], che sia utilizzabile per il caso in esame. Per far questo occorrerebbe determinare la distribuzione della temperatura sulle facce delle alette, il che è praticamente impossibile fare in modo rigoroso, se si vuol tener conto sia della forma complessa delle alette, quale risulta dalla figura 4, sia del riscaldamento progressivo dell'aria lungo il percorso sulle due facce delle alette. Si deve perciò ricorrere a qualche semplificazione, tanto più giustificata se si tiene conto delle grandi incertezze relative ai valori dei diversi coefficienti sperimentali.

La più grossolana approssimazione si ottiene indubbiamente considerando le alette e l'aria a temperatura uniforme, dato che indubbiamente la temperatura va riducendosi procedendo dalla base verso i bordi esterni delle alette e anche procedendo, parallelamente alla base, dal bordo di uscita dell'aria verso quello di entrata. Una certa disuniformità di temperatura si verifica naturalmente anche lungo la base di attacco dell'alettatura, compensata in parte sia dalla conduzione termica in senso trasversale all'asse del tubo, sia, nel caso di un oculato montaggio, dalla disuniformità di produzione di calore sull'anodo, dovuto all'effetto d'ombra delle barre di sostegno delle griglie. Il comportamento termico delle alette, se esaminato in dettaglio, mostra aspetti analoghi a quello di un sistema di alette trasversali anulari investite dall'aria in senso radiale (perpendicolarmente alla superficie dell'anodo) e altri aspetti che lo rendono paragonabile a un sistema di alette trasversali rettangolari lambite dall'aria in senso tangenziale all'anodo. Questa seconda analogia sembra essere favorita sia dalla forma stessa dell'alettatura, sia dalla direzione del moto dell'aria, per cui è ad essa che si ritiene conveniente di fare riferimento. Il confronto dei risultati sperimentali con i dati forniti dal calcolo indica, come verrà chiarito in seguito, che la via scelta realizza un'approssimazione più che sufficiente.

Ciò posto il calcolo si può impostare nel modo seguente.

La potenza smaltita da un'aletta quadrupla si può al solito valutare come data da $2hAf\Delta\vartheta$, in cui A è l'area della superficie dell'aletta lambita dall'aria, $\Delta\vartheta$ è il salto termico e per f si assume lo stesso fattore valevole per alette rettangolari, attribuendo ad l il valore che si ottiene dividendo l'area A per la lunghezza della base (cioè l è l'altezza del rettangolo di area e base uguali a quelle dell'aletta). Ora la superficie lambita dall'aria è quella esterna agli anelli distanziatori, per cui, ritenendo che il diametro di questi ultimi sia del 10% superiore a quello d dell'anodo, risulta:

$$A = \left(\frac{2{,}30\ d}{\sqrt{2}}\right)^2 - \frac{\pi}{4}\ (1{,}10\ d)^2 = 1{,}695\ d^2\ .$$

D'altra parte il bordo interno di questa superficie è lungo $1{,}1\ \pi\ d$, e quindi per il calcolo di ξ si deve usare l'espressione [1], in cui si ponga:

$$l = \frac{1{,}695\ d^2}{1{,}1\ \pi\ d} = 0{,}49\ d$$

ossia risulta:

[7] $$\xi = 0{,}0627\ \frac{v^{0,4}\ d}{t^{0,1}\ \sqrt{s}}\ .$$

Con questo valore si può quindi calcolre $f = \frac{1}{\xi}\ \tanh\ \xi$.

Alla potenza ora indicata va poi aggiunta quella ceduta dalla superficie esterna degli anelli distanziatori, pari a

$$2\ h\ 1{,}1\ \pi\ d\ t = 6{,}92\ h\ d\ t\ ,$$

ottenendo la totale potenza, che, divisa per l'area di anodo occupata, pari a $\pi\ d\ (t + s)$, fornisce il carico termico P_s, il quale, ricordando l'espressione di h, diventa:

[8] $$P_s = 6{,}89\ \frac{v^{0,8}}{t^{0,2}}\ \left(0{,}491\ f\ \frac{d}{t} + 1\right)\ \frac{\Delta\ \vartheta}{1 + s/t}\ .$$

E questa relazione, insieme alla [5], consente di fissare le caratteristiche dell'alettatura, quando per $\Delta\vartheta$ si assuma la differenza tra la temperatura massima ϑ_M alla base dell'aletta e la temperatura media $\vartheta_0 + \Delta\vartheta_a/2$ dell'aria.

10. Le relazioni precedenti possono essere tradotte in grafici in varie forme, a seconda delle necessità; ma in generale non è necessario fare ciò per il progetto dei radiatori, dato che tale operazione non è di quelle che si devono ripetere con elevata frequenza. Interessa invece porre in evidenza la loro aderenza con i risultati di misura.

Per questo si prenderà in esame il radiatore costruito per il tubo 893, al quale si riferiscono le figure riportate in precedenza. Con $P_s = 475 \cdot 10^3$ W/m^2, $v = 12$ m/sec, $s = 0{,}3 \cdot 10^{-3} m$, $t = 10^{-3} m$, $d = 0{,}081$ m, $\Delta\vartheta_a = 120°C$, si trova:

$$\xi = 1{,}58 \qquad f = 0{,}58$$

e quindi

$$\Delta\vartheta = 128°C$$

in ottimo accordo con misure dirette, che hanno dato per la sopraelevazione della temperatura dell'aria 120°C, indicando temperatura massima sull'anodo di circa 200°C con temperatura ambiente di 20°C, e con misure su un modello, che hanno precisato la temperatura massima dell'anodo in 211°C (il calcolo fornirebbe 208).

Tuttavia non è tanto la concordanza esatta dei risultati che interessa, perchè, giova ancora ripetere, i calcoli non possono essere che indicativi, quanto le deduzioni sul comportamento, ottenibili dalla forma delle relazioni. E in primo luogo va dissipato il dubbio, che può insorgere dal constatato successo della semplificazione introdotta nel paragrafo 9, che il radiatore ad alette triangolari possa considerarsi equivalente a un radiatore ad alette rettangolari trasversali. Infatti quest'ultimo richiede di spingere l'aria tangenzialmente all'anodo con conseguente formazione di percorsi tortuosi, in quanto una corrente ascendente deve divaricarsi in due correnti laterali procedenti in senso opposto; invece il radiatore ad alette triangolari presenta le bocche di ingresso dei canali allineate su una superficie piana, nella quale l'aria si infila senza cambiar direzione fino a quando non urta contro la superficie dell'anodo.

Inoltre il radiatore ad alette rettangolari presenta

sempre l'inconveniente, anche se le alette sono trasversali, di un irrazionale sfruttamento dell'aria, in quanto i filetti fluidi più esterni rimangono costantemente a contatto con le zone più fredde delle alette. Invece nel radiatore ad alette triangolari ogni filetto fluido passa in ogni caso dalle zone più fredde a quelle più calde o viceversa. Restano quindi a vantaggio di quest'ultimo radiatore la già ricordata semplicità e razionalità di costruzione e il miglior comportamento in esercizio. I cambiamenti di direzione delle colonne d'aria, senza tuttavia strozzamento, al passaggio da un canale a quelli limitrofi sono dello stesso tipo di quelli che si verificano nei radiatori a sezioni; le chiusure laterali alternate fanno del sistema di alette un blocco rigido, difficilmente deformabile.

Per esaminare poi come i diversi elementi intervengono a determinare le caratteristiche del radiatore, conviene eliminare il diametro d tra la [7] e la [8] e quindi introdurre in $\Delta\vartheta = \vartheta_M - \vartheta_0 - \frac{\Delta\vartheta_a}{2}$ al posto di $\Delta\vartheta_a/2$ il valore che si ricava dalla [5]. Si ottiene allora:

$$[9] \qquad P_s = \frac{6{,}89 \frac{v^{0,4}}{l^{0,1}} \left(7{,}84\, \xi f \frac{\sqrt{s}}{t} + \frac{v^{0,4}}{l^{0,1}} \right)}{1 + \frac{7{,}65 \cdot 10^{-3}}{v^{0,6}\, l^{0,1}} \left(7{,}84\, \xi f \frac{\sqrt{s}}{t} + \frac{v^{0,4}}{l^{0,1}} \right)} \frac{\vartheta_M - \vartheta_0}{1 + s/t}$$

$$[10] \qquad \Delta\vartheta_a = 2{,}22 \cdot 10^{-3} \frac{P_s}{v} \left(1 + \frac{s}{t} \right)$$

le quali, insieme alla [6] e alla [7] definiscono le caratteristiche e il comportamento del radiatore.

In primo luogo si vede da qui che, a parità di altre condizioni, il carico termico cresce al crescere del fattore $\xi f = \tanh \xi$, il quale a sua volta cresce da zero a uno al crescere di ξ (e quindi del diametro d dell'anodo) da zero a infinito. Ma poichè il fattore ξf (fig. 13) raggiunge e conserva il valore uno praticamente per tutti i valori di ξ superiori a tre, si conclude che, volendo utilizzare le stesse lamiere per ricavare gli anelli distanziatori e le alette per qualsiasi diametro anodico e mantenendo invariata la velocità dell'aria, si ottiene un carico termico crescente da

$$P_{s\,min} = \frac{6{,}89 \frac{v^{0,8}}{l^{0,2}}}{1 + \frac{7{,}65 \cdot 10^{-3}}{v^{0,2}\, l^{0,2}}} \frac{\vartheta_M - \vartheta_0}{1 + s/t}$$

fino a

$$P_{s\,max} = \frac{6{,}89 \frac{v^{0,4}}{l^{0,1}} \left(7{,}84 \frac{\sqrt{s}}{t} + \frac{v^{0,4}}{l^{0,1}} \right)}{1 + \frac{7{,}65 \cdot 10^{-3}}{v^{0,6}\, l^{0,1}} \left(7{,}84 \frac{\sqrt{s}}{t} + \frac{v^{0,4}}{l^{0,1}} \right)} \frac{\vartheta_M - \vartheta_0}{1 + s/t}$$

al variare del diametro da zero fino a

$$d_{max} = 47{,}8 \frac{l^{0,1} \sqrt{s}}{v^{0,4}}$$

e un carico termico pari a $P_{s\,max}$ per qualsiasi valore del diametro superiore a d_{max}. Tale comportamento non deve meravigliare, dato che l'estensione radiale delle alette è vincolata al diametro dell'anodo, crescendo con questo; ne segue infatti che, restando costante lo spessore, le alette risultano sensibilmente isoterme fin tanto che i diametri sono piccoli, ma, al crescere del diametro le estremità delle alette diventano sempre più fredde fino a che un aumento ulteriore della loro estensione, portando ad aggiungere lembi esterni a temperatura praticamente coincidente con quella dell'aria, non dà più alcun contributo al trasferimento di calore dalle alette stesse all'aria.

A titolo di esempio per $\vartheta_M - \vartheta_0 = 180^{\circ}C$, $v = 12$ m/sec, $t = 10^{-3}$m, $s = 0{,}3 \cdot 10^{-3}$m, si ha:

$$P_{s\,min} = 27{,}10^3 \text{ W/m}^2, \quad P_{s\,max} = 490 \cdot 10^3 \text{W/m}^2$$

con $d_{max} = 0{,}154$ m e

$$\Delta\vartheta_{a\,min} = 6{,}5^{\circ}C \quad \text{e}\ \Delta\vartheta_{a\,max} = 120^{\circ}C.$$

L'andamento del carico termico P_s, dell'innalzamento di temperatura dell'aria $\Delta\vartheta_a$ e del peso dell'alettatura per unità di potenza dissipata τ/P_s sono riportati, per lo stesso caso particolare, in figura 19. Nella stessa figura è anche riportato il consumo specifico del ventilatore limitatamente a quella frazione di potenza spesa per spingere l'aria nelle alette, che costituisce la frazione della potenza del ventilatore direttamente legata al dimensionamento del radiatore. Tale consumo è stato calcolato ritenendo ancora uguale a $2t$ il diametro idraulico dei canali di ventilazione, per cui la potenza consumata per imprimere all'aria la velocità v e per compensare le perdite di carico lungo i canali risulta:

$$p = \frac{v^2}{2} Q \left(1 + 0{,}028 \frac{L_a}{t} \right),$$

dove il percorso L_a dell'aria entro i canali vale 1,63 d e la portata totale di aria Q è legata alla totale potenza dissipata P dalla relazione:

$$P = 10^3\, Q\, \Delta\vartheta_a .$$

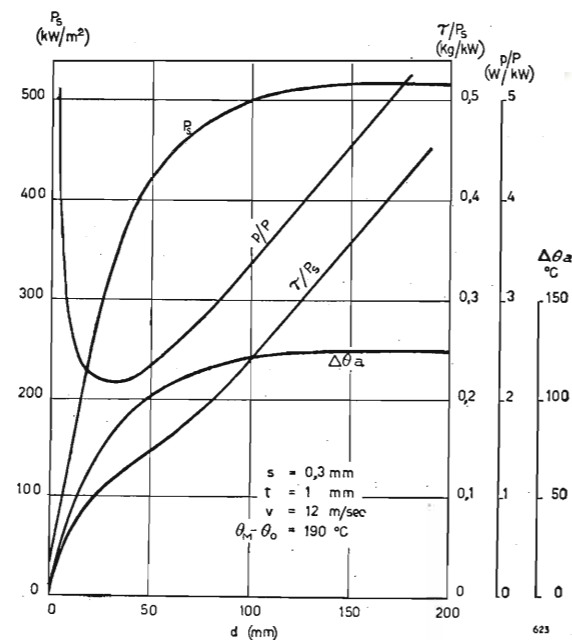



Fig. 19. — Radiatori ad alette triangolari. Variazione del carico termico P_s, della sopraelevazione di temperatura dell'aria $\Delta\vartheta_a$, del peso dell'alettatura per unità di potenza dissipata τ/P_s, del consumo specifico del ventilatore p/P, al variare del diametro d dell'anodo, per pessore s delle alette, altezza t dei canali, velocità v dell'aria e sovratemperatura $\vartheta_M - \vartheta_0$ dell'anodo costanti.

ELETTRONICA E TELEVISIONE ITALIANA

INDICI DELLE ANNATE I E II (1952-1953)

N. B. - I fascicoli incominciano rispettivamente con le seguenti pagine: **I:** n. 1, p. 1; n. 2, p. 49; n. 3, p. 105; n. 4, p. 165; n. 5, p. 213; n. 6, p. 261. - **II:** n. 1-2, p. 1; n. 3, p. 125; n. 4, p. 173; n. 5, p. 221; n. 6, p. 269.

Le abbreviazioni riportate accanto ad ogni voce hanno i seguenti significati (*A*) = Articolo; (*L*) = Libri; (*N*) = Notiziario; (*N I*) = Notiziario Industriale; (*S E*) = Stampa elettronica; (*V S*) = Varietà scientifiche; (*V T*) = Varietà tecniche.

INDICE PER AUTORI

INDICE PER MATERIA

Si ottiene quindi:

$$\frac{p}{P} = 500 \frac{v^2}{\Delta\vartheta_a}\left(1 + 0{,}0455 \frac{d}{t}\right), \qquad [11]$$

con la quale è stata calcolata la curva di figura 19. A rigore occorrerebbe tener conto che la sopraelevazione media di temperatura dell'aria è un poco inferiore, per effetto delle estremità fredde dell'anodo, ma qui, più che i valori assoluti, interessano le variazioni relative delle varie grandezze.

L'esame della figura 19 dimostra che è conveniente dimensionare il radiatore per ogni diametro anodico, perchè diversamente al crescere di questo si perdono rapidamente i pregi di leggerezza e di basso consumo specifico.

Naturalmente tale dimensionamento si può fare seguendo criteri diversi, perciò i diagrammi riportati nelle figure 20 e 21 vanno considerati a puro titolo esemplificativo, dato che, si ripete, la scelta dei parametri arbitrari può essere fatta in modo completamente diverso. In figura 20 è indicato come variano il carico termico, l'innalzamento di temperatura dell'aria, il peso unitario dell'alettatura e il consumo specifico del ventilatore al variare dello spessore delle alette, per dati diametro anodico, altezza dei canali, velocità dell'aria e sovratemperatura dell'anodo; in figura 21 le stesse grandezze sono riportate in funzione dell'altezza dei canali per dati diametro anodico, spessore delle alette, velocità dell'aria e sovratemperatura dell'anodo.

È interessante osservare che al crescere dello spessore delle alette (fig. 20) il carico termico passa per un massimo, indicando quindi l'esistenza di uno spessore ottimo di valore praticamente realizzabile. Nello stesso senso cresce il peso dell'alettatura e, in misura ridottissima, l'innalzamento di temperatura dell'aria, mentre diminuisce il consumo del ventilatore. Per avere radiatori leggeri conviene quindi sempre usare alette sottili, mentre per sfruttare l'aria nel modo migliore e ottenere bassi consumi conviene usare alette spesse.

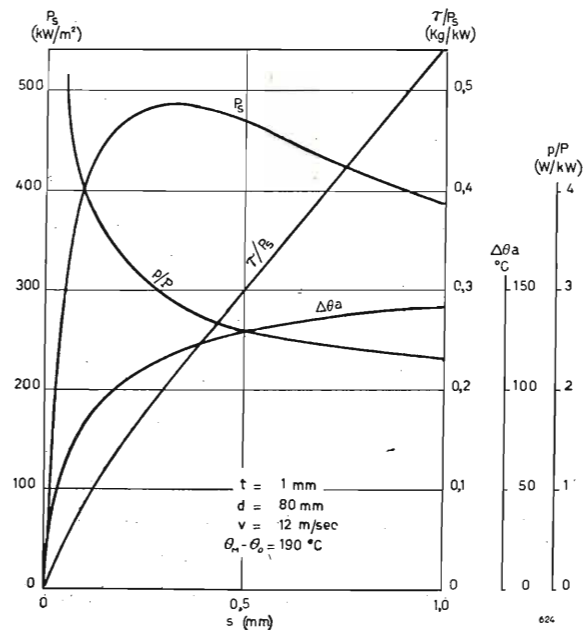



Fig. 20. — Radiatori ad alette triangolari. Variazioni del carico termico P_s della sopraelevazione di temperatura dell'aria $\Delta\vartheta_a$, del peso dell'alettatura per unità di potenza dissipata τ/P_s, del consumo specifico del ventilatore p/P, al variare dello spessore s delle alette, per diametro d dell'anodo, altezza t dei canali di ventilazione, velocità v dell'aria e sovratemperatura dell'anodo costanti.

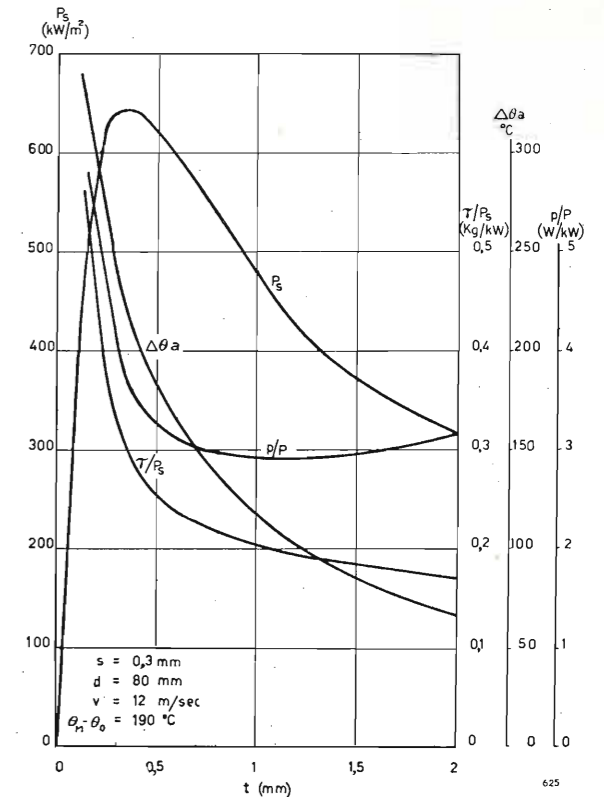



Fig. 21. — Radiatori ad alette triangolari. Variazioni del carico termico P_s, della sopraelevazione di temperatura dell'aria $\Delta\vartheta_a$, del peso dell'alettatura per unità di potenza dissipata τ/P_s, del consumo specifico del ventilatore p/P, al variare dell'altezza t dei canali, per diametro d dell'anodo, spessore s delle alette, velocità v dell'aria e sovratemperatura $\vartheta_M - \vartheta_0$ dell'anodo costanti.

D'altra parte anche al crescere dell'altezza dei canali (fig. 21) il carico termico passa per un massimo, ma in corrispondenza a valori di t troppo bassi per essere praticamente realizzabili. Invece l'innalzamento di temperatura dell'aria e il peso diminuiscono al crescere di t, mentre il consumo specifico passa su un minimo piuttosto piatto. Data la lenta variazione del peso, conviene in genere tenere il valore di t poco al disotto di quello corrispondente al minimo di consumo, per ottenere buon sfruttamento dell'aria ed elevato carico termico.

Più interessanti sono le curve delle figure 22 e 23, che si riferiscono in definitiva al funzionamento di un dato radiatore e dimostrano le sue pregevoli doti di regolazione. In tali figure sono riportate le variazioni del carico termico, della sopraelevazione della temperatura dell'aria e del consumo, al variare della velocità dell'aria, ammettendo di mantenere costante la sovratemperatura dell'anodo. Da esse risulta che la possibilità di smaltire sovraccarichi momentanei anche notevolmente elevati, senza innalzamento della temperatura dell'anodo, dipende unicamente dalla potenza del ventilatore. Naturalmente si può osservare che sovraccarichi del 50 per cento richiedono potenza dal ventilatore pari a 7 volte quella consumata in funzionamento normale; ma tale cifra non risulta così proibitiva in via assoluta se si pensa che per la 893 (20 kW di potenza dissipata) il calcolo darebbe un consumo di 60 W, che arrivano a circa 100 W in esercizio, date le altre perdite di carico, di cui qui non si è tenuto conto; in queste condizioni il sovraccarico del 50 per cento viene smaltito con un consumo di potenza di 0,7 kW, che non è certo proibitivo. Inoltre si deve osservare che queste valuta-

zioni sono pessimistiche, in quanto esse valgono per un sovraccarico permanente, mentre per un sovraccarico temporaneo di breve durata si deve far conto anche dell'inerzia termica dell'anodo e del radiatore e si può anche tollerare un certo aumento della temperatura dell'anodo.

Comunque si può affermare che con dimensionamento abbondante del ventilatore e con efficace regolazione della velocità dell'aria il radiatore in esame è in grado di sopportare egregiamente sovraccarichi momentanei non trascurabili. Le prove di esercizio hanno confermato in pieno questa presunzione.

11. Conclusioni.

Il radiatore ad alette triangolari porta dunque la tecnica del raffreddamento ad aria forzata dei tubi elettronici a un livello di progresso tale da superare

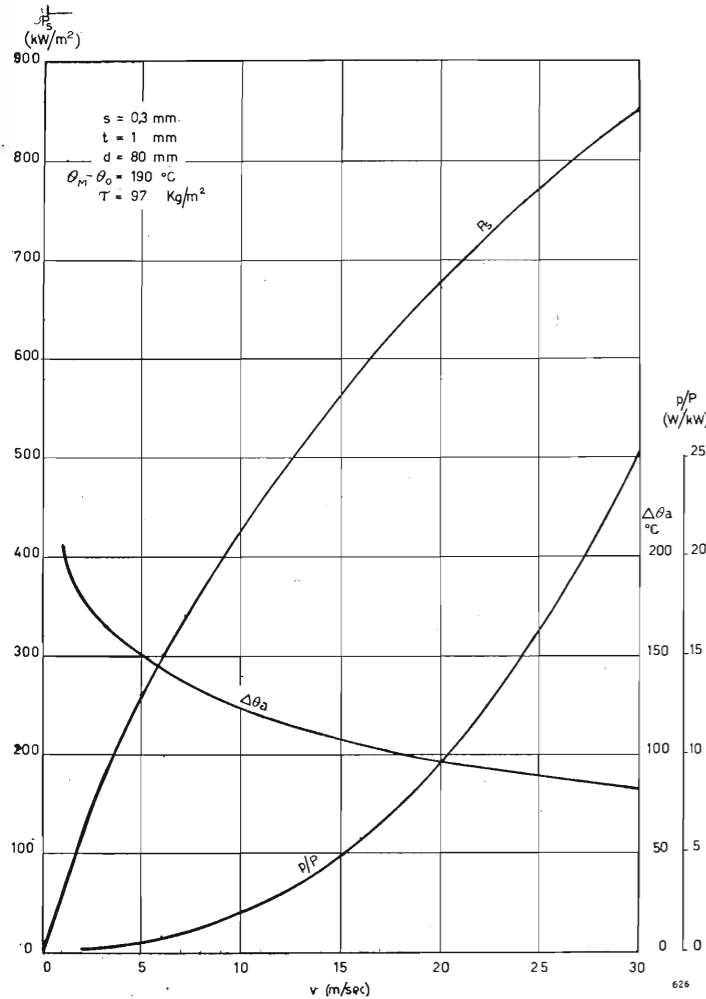



Fig. 22. — Radiatori ad alette triangolari. Variazioni del carico termico P_S, della sopraelevazione di temperatura dell'aria $\Delta\vartheta_a$ e del consumo specifico del ventilatore p/P, al variare della velocità v dell'aria, per un dato radiatore e per sovratemperatura $\vartheta_M - \vartheta_0$ dell'anodo costante.

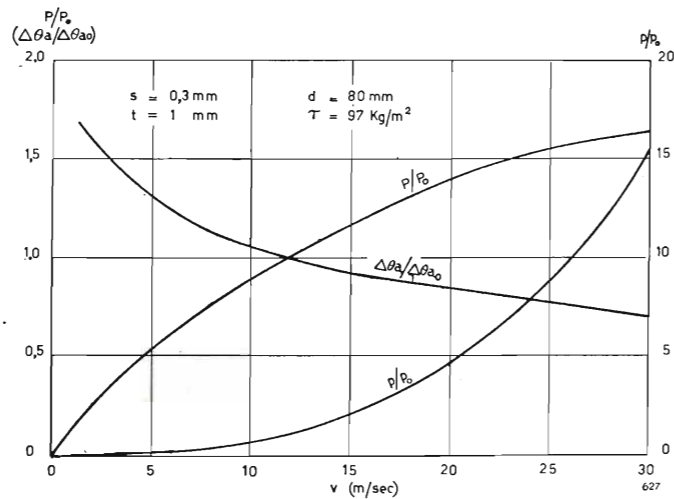



Fig. 23. — Radiatori ad alette triangolari. Variazioni della potenza dissipata P, della sopraelevazione di temperatura dell'aria $\Delta\vartheta_a$ e del consumo p del ventilatore, al variare della velocità dell'aria, riferiti ai valori per $v = 12$ m/sec, per un dato radiatore e per sovratemperatura $\vartheta_M - \vartheta_0$ dell'anodo costante.

le varie difficoltà, che avevano ostacolato la sua adozione nel recente passato. Peso, ingombro e consumo di potenza ridottissimi, grande semplicità e razionalità della sua costruzione sono le principali caratteristiche, alle quali si aggiunge una notevole capacità di smaltire sovraccarichi momentanei. Decisamente superiore a tutti gli altri tipi di radiatori e ai refrigeranti ad acqua, esso può reggere validamente il confronto anche con i refrigeranti a vapore. In particolare il ridottissimo ingombro ne rende possibile l'uso anche alle più alte frequenze, purchè si abbia l'avvertenza di adoperare convogliatori e sostegni interamente di ceramica, in modo da ridurre la capacità verso massa a quella del solo sistema delle alette.

(150)

BIBLIOGRAFIA

1 - VAN DE BEEK M.: *Tubes d'émission à refroidissement par air.* « Rev. Tech. Philips », IV, 5, maggio 1939, p. 129-135.

2 - MOUROMTSEFF I. E.: *Water and forced - air cooling of vacuum tubes.* « Proc. I.R.E. », XXX, 4, aprile 1942, p. 190-205.

3 - DE BREY H.-RINIA H.: *Une méthode améliorée de refroidissement par air des tubes d'émission.* « Rev. Tech. Philips », IX, 6, 1947, p. 172-180.

4 - VERVEST W. L.: *A new air - cooling system for transmitting valves.* « Comm. News », IX, 3, aprile 1948, p. 92-96.

5 - SCHAERLI O.: *Nouveaux radiateurs pour tubes d'émission de grande puissance.* « Rev. Brown Boveri », XXXVI, 9, sett. 1949, p. 311-315.

IL RUMORE DI FONDO NEI RADIORICEVITORI

ING. PROF. ENRICO PAOLINI

(*Continuazione - Vedi numero precedente a pag. 247*)

4. Effetto granulare in presenza di carica spaziale nei diodi e nei triodi.

È noto che la presenza di carica spaziale in un tubo a due o più elettrodi (per semplificare le idee, supposti piani o quasi piani) dà luogo nello spazio catodo-anodo ad un campo non uniforme. Questo si può anche invertire di segno in prossimità del catodo, in modo che gli elettroni uscenti dal catodo sono costretti a ricadere sul catodo stesso quando non sono animati da una velocità minima sufficiente per vincere il campo contrario; tali elettroni si chiamano elettroni « rientranti ».

Gli elettroni che, in virtù della loro elevata velocità iniziale, superano la barriera di potenziale, proseguono poi con un moto accelerato verso gli elettrodi a tensione positiva; il fenomeno avviene come se tali elettroni, che si chiamano elettroni « migranti », uscissero da un elettrodo fittizio che prende il nome di « catodo virtuale » e migrassero in un campo di senso costante.

La corrente I_a che circola nell'anodo a tensione V_a è quindi minore della I_0 che può emettere il catodo. La presenza di una nube elettronica tra gli elettrodi « raffredda » il gas elettronico del tubo, diminuendo quindi il fruscio. Diverse teorie sono state sviluppate per calcolare l'entità di tale diminuzione; qui si riportano brevemente i principali punti di vista.

Secondo le teorie di Schottky (8) e Spenke (9), ogni elettrone migrante non solo trasporta la sua carica

Fig. 6. — Fattore di attenuazione F^2 della fluttuazione di corrente in un tubo con carica spaziale avente corrente di placca non superiore al 70-80 % della corrente di saturazione.

propria, ma col campo che esso genera, influenza anche il trasporto delle cariche che viene effettuato dalla totalità degli elettroni rimanenti e precisamente nel senso di ostacolarlo.

Gli autori mostrano che ogni elettrone migrante trasporta una carica « equivalente » $q(1 - \alpha)$ in cui α è un coefficiente che dipende dall'influenza che il campo generato dall'elettrone stesso ha sulla corrente totale; ogni elettrone rientrante, non raggiungendo l'anodo, non trasporta fisicamente alcuna carica, però durante la sua permanenza tra catodo reale e virtuale abbassa la soglia di potenziale da superare e la carica equivalente che trasporta è $q\alpha$.

In queste ipotesi, ammettendo una ripartizione di Maxwell delle velocità, gli autori suddetti calcolano la corrente di fruscio i nel diodo con la relazione:

$$[12] \qquad i^2 = 2\, q\, I_a\, F^2\, \Delta f\,,$$

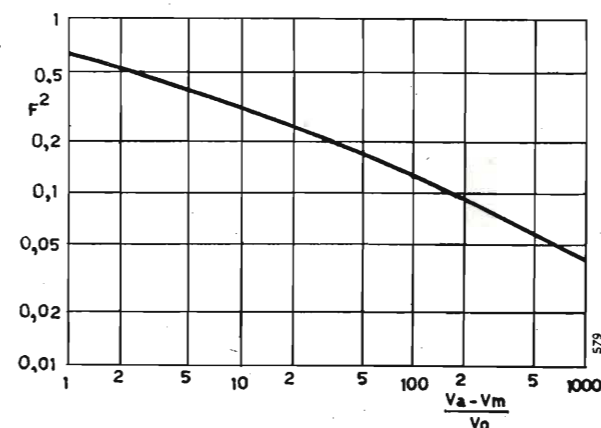
in cui F^2 è un fattore numerico minore dell'unità, riportato, funzione del rapporto $(V_a - V_m)/V_0$, in figura 6; V_m è la d.d.p. tra catodo reale e virtuale, generalmente assai piccola di fronte a V_a. La curva di figura 6 vale per V_a minore del 70 ÷ 80 % del valore che corrisponde alla corrente di saturazione.

Gli stessi autori Schottky e Spenke hanno calcolato la corrente di fruscio del diodo nell'ipotesi che essa fosse equivalente a quella di una resistenza pari all'interna resistenza interna R_a del tubo, ed a temperatura metà di quella del catodo, analogamente a quanto è stato fatto nel tratto iniziale della caratteristica ed in assenza di carica spaziale.

La fluttuazione di corrente equivalente a quella di tensione agli estremi di una resistenza si ottiene, come già è stato accennato, dividendo la tensione per la resistenza stessa.

Da Rack (10) è stato invece sperimentalmente trovato, e da Bakker (11) teoricamente confermato, che un diodo con carica spaziale dà il medesimo fruscio di una resistenza uguale a quella sua interna ad una temperatura pari a 0,64 quella del catodo. La fluttuazione di corrente anodica in un *triodo saturato*, nel quale I_0 indica la corrente di saturazione, equivale a quella che si genererebbe nel triodo con corrente anodica rigorosamente uniforme, ma con una tensione di fruscio v_g applicata alla griglia, data dalla relazione:

$$v_g = \frac{2\, q\, I_0}{S^2}\, \Delta f\,;$$

in cui si indica con S la conduttanza mutua del tubo nelle condizioni normali di impiego. Siccome, per la espressione di Nyquist, una fluttuazione di tensione entro una gamma di frequenza Δf corrisponde per la [5] ad una resistenza R_e, si può, definire la *resi-*

(7) La relazione discende immediatamente dal fatto che nel tratto iniziale della caratteristica la corrente anodica I_a, può rappresentarsi con una espressione esponenziale $I_a = I_c\, \varepsilon^{V_a/V_0}$ in cui I_c è la corrente costante dovuta alla velocità iniziale degli elettroni per $V_a = 0$, V_a è la tensione anodica ed ε la base dei logaritmi naturali. Prendendo i logaritmi dei due membri e differenziando si ha la relazione [11'].

(8) SCHOTTKY W.: « Wiss. Veroeff. Siemens-Konzern », XVI, 1937, p. 1.

(9) SPENKE E.: « Wiss. Veroeff. Siemens-Konzern », XVI, 1937, p. 19.

(10) RACK A. I.: « Bell S.T.J. », XVII, 1938, p. 529.

(11) BAKKER C. J.: « Rev. techn. Philips », VI, maggio 1941, p. 129.

stenza equivalente di griglia corrispondente al fruscio proprio nel tubo:

$$R_e = \frac{q}{2\,k\,T}\,\frac{I_0}{S^2}\,. \tag{13}$$

Il calcolo della corrente anodica di fruscio nel *triodo* in condizioni di normale funzionamento, cioè con tubo non saturato, è stato fatto da molti autori per via teorica e per via empirica con risultati diversissimi tra loro. Qui ci limiteremo a ricordarne solo alcuni ed a riportare qualche formula di comodo uso, la quale dia valori abbastanza in accordo con i risultati sperimentali.

Una via che per prima può venire in mente consiste nell'applicare direttamente la formula [12] che dà la corrente di fruscio nel diodo con carica spaziale, con lo stesso coefficiente F^2. Naturalmente questa relazione non tiene conto della tensione di griglia e dell'andamento delle caratteristiche anodiche $I_a = I_a(V_g)$; inoltre non è di facile impiego perchè in pratica non è noto il parametro $(V_a - V_m)/V_0$ in funzione del quale nella figura 6 è espresso F^2.

L'effetto della carica spaziale nel triodo è stato direttamente calcolato dal Llewellyn il quale si è riferito all'andamento della corrente anodica I_a in funzione della tensione anodica V_a e della emissione elettronica totale I_0 (corrente di saturazione).

Ammettendo di assimilare il quadrato delle fluttuazioni di tensione v^2 di placca al quadrato del differenziale $(\mathrm{d}V_a)^2$ (ammissione questa sulla cui attendibilità si può peraltro nutrire dubbio), si ha:

$$v = -R\,\frac{\mathrm{d}I_a}{\mathrm{d}I_0}\,i\,; \tag{14}$$

in cui R è la resistenza costituita dal parallelo della resistenza anodica R_0 e dalla resistenza interna del tubo R_a, ed i è la fluttuazione di corrente. La derivata $\mathrm{d}I_a/\mathrm{d}I_0$ si può mettere sotto la forma $\dfrac{\mathrm{d}I_a}{\mathrm{d}T}\Big/\dfrac{\mathrm{d}I_0}{\mathrm{d}T}$ ed è facile vedere che per tensione anodica costante nella zona della saturazione, la derivata $\mathrm{d}I_a/\mathrm{d}I_0$ tende a zero. Secondo questa teoria di Llewellyn la fluttuazione di tensione tende a zero; quindi alla saturazione dovrebbe svanire l'effetto Schottky.

Le esperienze non hanno confermato questo risultato teorico, almeno quantitativamente, perchè all'aumentare della temperatura T del catodo il fruscio dovuto all'effetto granulare passa per un massimo come prevedeva Llewellyn, ma poi tende a stabilirsi ad un certo valore non nullo. In quest'ultima zona si trova il normale punto di funzionamento.

Llewellyn ha tentato di spiegare il fruscio in un triodo vicino alla saturazione, pensando che esso fosse dovuto anche all'effetto termico delle resistenze interna del tubo R_a e di carico R_0 alle rispettive temperature, ed ha pensato di attribuire la massima parte del fruscio a questo effetto termico.

Esperienze eseguite da Pearson [12] hanno però mostrato che il fruscio è circa 4 volte più elevato di quanto fa prevedere il solo effetto termico.

Secondo Moullin ed Ellis da un lato e Rothe e Plato dall'altro l'effetto Schottky anche verso la saturazione sarebbe infatti preponderante di fronte all'effetto termico. Quest'ultimo infatti non può essere considerato nel modo usuale, cioè provocato dall'agitazione termica in due resistenze R_0 e R_a poste in parallelo, in quanto la R_a, come si è detto, non è una resistenza ordinaria alla quale si possa applicare il principio dell'equipartizione dell'energia. Questi autori ammettono perciò un fattore di riduzione F_e^2, minore dell'unità, che caratterizza anche le proprietà emettitrici del catodo.

Rothe e Plato fanno inoltre l'ipotesi che la transconduttanza S possa esprimersi, in qualsiasi tipo di triodo, in funzione della corrente anodica con la legge:

$$S = a\sqrt{I_a}\,;$$

in cui a è una costante. Dall'esperienza sembra che questa relazione si verifichi per tensioni di griglia molto negative; ciò equivale a considerare la caratteristica di griglia di andamento parabolico, e precisamente:

$$I_a = \frac{a^2}{4}\,V_g^2\,;$$

in cui a è una costante.

Risulta che la tensione di griglia equivalente di fruscio, espressa in μV, è:

$$v_g = 0{,}55\,\frac{F_e}{a}\sqrt{\Delta f}\,, \tag{15}$$

indipendentemente da I_a.

Il coefficiente a indica la qualità del tubo; esprimendo al solito S in mA/V ed I_a in mA, a varia per i diversi tubi tra 0,5 ed 1,5; mediamente è uguale ad 1. Nei tubi riceventi a pendenza variabile, a varia con la tensione di polarizzazione di griglia e possiede un massimo per tensione di griglia intorno a $-2 \div -3$ Volt. I valori di F_e si determinano sperimentalmente per confronto con un diodo saturato, e variano generalmente tra 0,5 e 0,7.

Assumendo $F_e = 0{,}55$, che è un valore approssimativamente valevole per tutti i tubi a riscaldamento indiretto, si ottiene dalla [15]:

$$v_g = \frac{1}{S}\sqrt{\frac{I_a\,\Delta f}{10}}\,. \tag{16}$$

Questa relazione, grossolanamente approssimata, dà la tensione in μV di fruscio di griglia, equivalente all'effetto Schottky, in un triodo con carica spaziale in *condizioni medie di funzionamento*.

Il rapporto $S/\sqrt{I_a}$ caratterizza la qualità del triodo; quanto maggiore è questo rapporto, tanto più il tubo è silenzioso. Si vedrà in seguito che questo rapporto è utilizzabile anche nei poliodi, nei diversi regimi di funzionamento. In tabella I sono riportati alcuni valori di questo rapporto per alcuni poliodi.

Vi è anche un'altra causa di fruscio dovuta alle correnti esistenti in un triodo. La corrente di griglia [13] non è in generale in esatta quadratura con la tensione di griglia applicata dall'esterno sia in conseguenza del tempo di transito τ degli elettroni entro lo spazio catodo-griglia, sia a causa dell'induttanza non nulla del reoforo catodico. Per entrambe queste ragioni, da un semplice calcolo riportato su ogni trattato di tubi elettronici, si ricava che la resistenza R_i di ingresso è inversamente proporzionale al quadrato della frequenza.

Sono state determinate le espressioni semiempiriche della resistenza di entrata del tubo e della fluttuazione della corrente di griglia i_g in un piccolo intorno Δf della frequenza considerata $\omega/2\pi$.

$$R_i = \frac{20}{S\,\omega^2}\,\frac{1}{\tau^2}\,, \tag{17}$$

$$i_g^2 = 1{,}43\,\frac{4\,k\,T'\,\Delta f}{R_i}\,, \tag{18}$$

in cui la temperatura assoluta T' della superficie del catodo è circa quattro volte quella T ambiente.

La i_g, circolando nella resistenza di entrata R_i del tubo, dà luogo ad una fluttuazione v_i di tensione di griglia definita da:

$$v_i^2 = 1{,}43 \times 4\,k\,T'\,R_i\,\Delta f = 4\,\alpha\,k\,T\,R_i\,\Delta f\,, \tag{19}$$

in cui α è circa pari a 5,7.

La resistenza R_i di entrata del tubo è sempre in serie alla resistenza equivalente R_e di griglia, ed ovviamente questa è in parallelo alla impedenza del circuito esterno connesso alla griglia. Per frequenze relativamente basse (sotto 10 MHz) R_i è elevato di fronte ad R_e, quindi il fruscio è definito prevalentemente dalla prima, mentre, per frequenze oltre 100 MHz, R_e è molto maggiore di R_i quindi il valore della R_i definisce prevalentemente il fruscio del circuito di griglia del tubo.

TABELLA I

Tipo di tubo	S (mA/V)	I_a (mA)	$S/\sqrt{I_a}$
6J7 (pentodo)	1,22	2,0	0,866
6K7 (pentodo a pendenza variabile)	1,65	10,5	0,509
953 (pentodo a ghianda)	1,40	2,0	0,990
6L7 (modulatrice pentagriglia)	0,85	3,3	0,192
AK2 (ottodo)	0,70	1,6	0,555
6A7 (mescolatrice pentagriglia)	0,52	3,5	0,268
6AK5 (pentodo)	4,3	7,0	1,62

5. Effetto granulare nei poliodi e nella conversione di frequenza.

Si può dire che in un qualsiasi tubo ogni corrente elettronica, col suo effetto granulare, è una causa di fruscio; quindi è naturale che nei poliodi si abbiano tensioni equivalenti di fruscio riportate sulla griglia maggiori di quelle relative ai triodi.

Se i poliodi sono usati come convertitori di frequenza si produce un aumento del rumore di fondo a causa della tensione dell'oscillatore.

Si esamini in primo luogo la ripartizione delle correnti, e si consideri ad esempio il caso semplice di un tetrodo. La corrente totale emessa dal catodo si ripartisce nella I_s verso lo schermo e nella I_a verso l'anodo, con il coefficiente di ripartizione:

$$\beta = \frac{I_s}{I_s + I_a}\,. \tag{20}$$

Le stesse considerazioni riportate nel paragrafo precedente riguardo al termine equivalente di riduzione della carica elettrica di ogni elettrone in conseguenza della carica spaziale, valgono ancora, fin tanto che gli elettroni si trovano nello spazio compreso tra catodo e schermo, purchè si consideri la corrente totale $I_s + I_a$ in luogo di I_a.

Dal livello dello schermo in poi alcuni elettroni migranti investono lo schermo, altri raggiungono l'anodo. Ognuno dei primi porta con sè la carica *equivalente:*

$$(1 - \alpha\,\beta)\,q\,;$$

ognuno dei secondi porta con sè la carica equivalente:

$$[1 - (1 - \beta)\,\alpha]\,q\,.$$

Ognuno degli elettroni « rientranti » nel catodo porta con sè la carica « equivalente » di riduzione αq, della quale giunge all'anodo la frazione:

$$(1 - \beta)\,\alpha\,q\,.$$

Con un calcolo analogo a quello citato nel paragrafo precedente è stato trovato che il quadrato medio della fluttuazione di corrente è:

$$i^2 = 2\,q\,I_a\,\{F^2 + \beta\,(1 - F^2)\}\,\Delta f\,; \tag{21}$$

ponendo: $\Delta F^2 = \beta\,(1 - F^2)$, si può anche scrivere:

$$i^2 = 2\,q\,I_a\,(F^2 + \Delta F^2)\,\Delta f\,, \tag{22}$$

in cui F^2 è lo stesso fattore che compare nella [12] relativo a *tutta* la corrente uscente dal catodo. In figura 7 sono dati i valori di ΔF^2.

Si vede quindi che la presenza dello schermo fa aumentare il fruscio rispetto al caso del triodo. Intuitivamente ciò è dovuto al fatto che un ulteriore elettrodo a potenziale positivo non solo afferra un certo numero di elettroni, ma anche la corrispondente parte delle cariche equivalenti. L'aliquota di aumento del fruscio, chiamata *fruscio di ripartizione*, è tanto minore quanto minore è β cioè quanto minore è la corrente di schermo I_s di fronte ad I_a.

Per ridurre il suddetto incremento di fruscio si pongono i vari schermi nell'ombra elettronica della griglia di controllo, in modo da disordinare il meno possibile il flusso di elettroni, pur senza venire meno allo scopo di influenzare la velocità ed il numero di elettroni che raggiungono l'anodo stesso.

Nei poliodi, quindi, in conseguenza del fruscio di ripartizione, la fluttuazione della corrente anodica è maggiore che nei triodi di pari emissione catodica, la resistenza equivalente di griglia è maggiore di quella

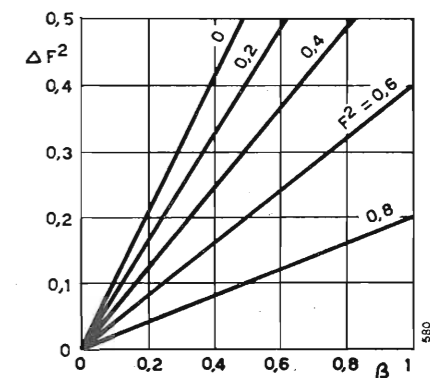



Fig. 7. — Coefficiente ΔF^2 relativo alla fluttuazione di ripartizione.

[12] PEARSON G. L.: « Bell. S.T.J. », XIII, 1934, p. 634.

[13] Per corrente di griglia si deve intendere la derivata $\mathrm{d}Q/\mathrm{d}t$ della quantità di elettricità Q che si genera sull'elettrodo di griglia per induzione elettrostatica degli elettroni in moto entro l'ampolla.

dei triodi, anche a cagione della minore transconduttanza. Tra i poliodi come si è detto, particolarmente sfavorevoli nei riguardi del rumore di fondo sono i poliodi mescolatori: esodi, ottodi e mescolatori pentagriglia. Questi infatti operano la conversione di frequenza attraverso due successivi comandi dalla corrente anodica da parte di due griglie eccitate a due frequenze diverse e con notevoli polarizzazioni negative, le quali, in regime statico, diminuiscono la corrente anodica. In regime dinamico poi le condizioni peggiorano ancora, perchè, in luogo della transconduttanza normale S, occorre mettere in conto la conduttanza mutua di conversione S_c la quale è $(0{,}2 \div 0{,}3)\ S$.

Le bande di frequenza passanti nel circuito anodico accordato sulla frequenza intermedia sono tre. La banda diretta della media frequenza e le due bande di *mescolazione* che, per somma e differenza con la frequenza dell'oscillatore locale, danno la banda della media frequenza.

Vanno sommati i quadrati medi delle tre correnti di fruscio per ottenere il rumore di fondo totale. Il calcolo delle componenti di fruscio di mescolazione deve essere condotto con lo stesso criterio come il calcolo per determinare il processo di conversione tra la frequenza del segnale e quella dell'oscillatore. Il rapporto tra corrente di fruscio di una di queste componenti e la corrente di fruscio generata direttamente nella banda della media frequenza, deve essere circa pari al rapporto S_c/S tra la transconduttanza di conversione S_c e la transconduttanza S.

Si può scrivere che approssimativamente è:

[23]

$$i^2 \simeq 2\, q\, I_a\, (F^2 + \Delta F^2)\, \Delta f + 4\, q\, I_a \left(\frac{S_c}{S}\right)^2 (F^2 + \Delta F^2)\, \Delta f\ ;$$

la tensione equivalente della griglia controllo v; riferita alla frequenza del segnale, è data da:

$$[24] \qquad v^2 = \frac{i^2}{S_c^2} = 2\, q\, I_a\, (F^2 + \Delta F^2) \left\{ \frac{1}{S_c^2} + \frac{2}{S^2} \right\} \Delta f\ ,$$

e la resistenza equivalente di griglia, a temperatura ambiente è:

$$[25] \quad R_e = \frac{v^2}{4\, k\, T\, \Delta f} = \frac{q\, I_a}{2\, k\, T}\, (F^2 + \Delta F^2) \left\{ \frac{1}{S_c^2} + \frac{2}{S^2} \right\},$$

cioè circa una diecina di volte più elevata di quella di un corrispondente triodo di uguale emissione catodica.

Occorre tener presente che nei limiti entro i quali si trovano le condizioni di normale funzionamento, la conduttanza di conversione è poco dipendente dalla tensione dell'oscillatore.

Nel campo delle lunghezze d'onde superiori a $10 \div 20$ metri, è prevalente il fruscio dovuto all'effetto termico del circuito, il quale ha una elevata resistenza equivalente ($200 \div 600$ kΩ). Nel campo delle onde metriche o decimetriche in cui, oltre a minori coefficienti di risonanza dei circuiti, si ha spesso anche una larga banda di frequenza da trasmettere, l'apporto di fruscio dovuto al tubo è spesso maggiore di quello dovuto al circuito.

Secondo Rothe ed Engbert [15] la resistenza equivalente R_e di fruscio, espressa in kΩ, di un esodo od ottodo può essere approssimativamente calcolata con una formula empirica:

$$R_e = 10\, I_a / S_c^2\ ;$$

in cui I_a è la corrente anodica espressa in mA e S_c la conduttanza mutua in mA/V.

Kleen [16] calcola il rapporto S_c/S tra la conduttanza media di conversione e la conduttanza massima, in funzione del semiangolo θ di circolazione della corrente nel tubo, nota la sua caratteristica anodica.

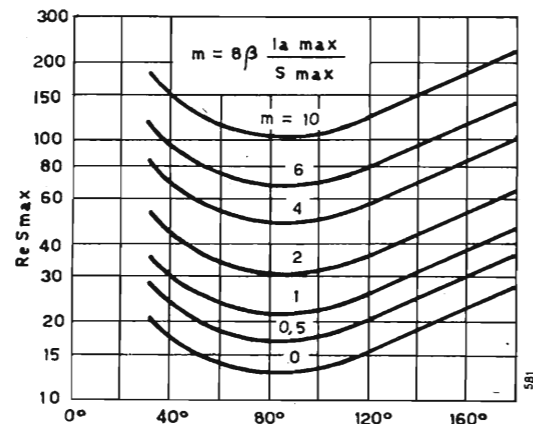



Fig. 8. — Resistenza equivalente in funzione della conduttanza massima e del semiangolo di circolazione θ.

Conoscendo il picco della corrente anodica $I_{a\ max}$ ed il valore massimo della conduttanza S_{max}, l'autore ricava il prodotto $R_c\ S_{max}$ (fig. 8) in funzione di θ e del parametro $m = \dfrac{8\, \beta\, I_{a\ max}}{S_{max}}$, in cui β è il fattore di ripartizione delle correnti dato dalla [20]. Dal grafico, valevole per qualsiasi tubo, si ottiene subito la resistenza equivalente di fruscio R_e.

Per quanto ormai nella pratica sia invalso l'uso di definire il fruscio di un tubo per mezzo della sua resistenza equivalente, questo dato non è, a rigore, sufficiente per fare confronti tra tubi di vario tipo ed usati in modo diverso. Interessa invece conoscere e confrontare il rapporto della tensione di segnale a quella di fruscio agli estremi del circuito anodico del tubo a parità di segnale applicato al circuito di griglia, come vedremo nel seguito.

6. Fruscio e segnale in una cascata di tubi elettronici.

Quanto precede ha fornito dati quantitativi, in parte rigorosi ed in parte empirici, sulle varie cause di fruscio esistenti nei circuiti elettronici.

Si voglia adesso calcolare il livello del segnale e quello del rumore di fondo all'uscita di un circuito costituito da vari stadi a tubi in cascata, ad esempio, un radioricevitore o un amplificatore.

Il fruscio generato dai tubi e dai circuiti seguenti il primo tubo non è amplificato da questo e quindi l'apporto di fruscio all'uscita dell'apparecchio è piccolo di fronte a quello dovuto al primo tubo. In genere il primo tubo ed i circuiti che lo precedono producono il 95% del fruscio presente di un sistema amplificatore.

Si indichi (fig. 9) come, al solito, con R_c la resistenza equivalente del circuito $L_1\ C_1$ supposto del tutto separato dal secondario del trasformatore di entrata, con n il rapporto di trasformazione di tale trasformatore, con R_i la resistenza di entrata del primo tubo, con v_r la fluttuazione del generatore E_a, con v_c la fluttuazione di tensione nella resistenza equivalente del circuito d'ingresso R_c, con v_i la fluttuazione nella resistenza R_i di entrata, con i la fluttuazione della corrente anodica nel tubo, e con i_g la fluttuazione della corrente di griglia.

Fig. 9. — Circuito schematico di un sistema amplificatore di piccoli segnali.

Se tra i morsetti AA è collegato un generatore di segnali di resistenza interna R_r la fluttuazione di tensione è data dalla relazione [5] di Nyquist relativa alla R_r. Se questo generatore è un'antenna ricevente si può ammettere che R_r sia la sua resistenza di radiazione, il quadrato medio della sua fluttuazione di tensione si può esprimere in modo convenzionale da una relazione del tipo:

$$v_r^2 = 4\, p\, k\, T\, R_r\, \Delta f\ ,$$

in cui: p è un coefficiente numerico sperimentale variabile entro vasti limiti ($1 \div 100$) che tiene conto della direttività dell'antenna, dell'orientamento del suo asse rispetto allo spazio interstellare e della frequenza media della ristretta banda Δf di lavoro; T è la temperatura media dello spazio in cui ha origine la radiazione.

Le innumerevoli ricerche sperimentali hanno permesso di raccogliere molti dati sull'entità dei disturbi di origine cosmica, i quali hanno valori elevati nel campo delle onde corte, in certi periodi di attività del sole o con orientamenti dell'antenna ricevente secondo le zone della via lattea. Comunque questi argomenti, ampiamente trattati altrove, non fanno parte delle presenti considerazioni.

Il trasformatore di entrata con rapporto di trasformazione n, ammesso privo di perdite, può essere sostituito da un generatore delle f.e.m. $n\, E_a$ ed $n\, v_r$ poste in serie, avente resistenza interna $n^2\, R_r$ (fig. 10). Il circuito accordato $L_1\ C_1$, di resistenza equivalente R_c in un piccolo intervallo di frequenza nell'intorno della frequenza di risonanza, sviluppa una tensione di fluttuazione v_c definita da:

$$v_c^2 = 4\, k\, T\, R_c\, \Delta f\ .$$

La resistenza di entrata R_i del tubo è definita dalla [17]; in essa circola la corrente di fluttuazione i_g definita dalla relazione [18]. Infine il quadrato della corrente di fruscio i nel tubo è dato dalle relazioni [12], [22] o [23], a seconda che si tratti di triodo, tetrodo-pentodo o di un tubo convertitore. Dividendo per la quantità $4\, k\, T\, S^2\, \Delta f$ si ottengono le resistenze equivalenti R_e nei vari casi.

Si ricordi ora il noto teorema di elettrotecnica secondo il quale in un circuito alimentato da un generatore di f.e.m. E e di resistenza interna R non vengono turbate tensioni e correnti sostituendo al generatore suddetto un generatore di corrente E/R agli estremi del circuito considerato disposto in parallelo alla R. Applicando tale teorema al presente circuito, si trova la d.d.p. V_g del segnale applicata tra la griglia ed il catodo del tubo:

$$[26] \qquad v_g = \frac{E_a}{n\, R_r} \left[n^2\, R_r /\!\!/ R_c /\!\!/ R_i \right]\ ;$$

in cui la parentesi quadra indica la resistenza costituita da $n^2\, R_r$, R_c ed R_i collegate in parallelo.

In maniera analoga si determina la d.d.p. v_{gr} di fluttuazione tra griglia e catodo del tubo, dovuta alle f.e.m. $n\, v_r$ di fruscio del generatore ed indotta dalla radiazione cosmica nell'antenna del ricevitore.

$$[27] \qquad v_{gr}^2 = \frac{v_r^2}{n^2\, R_r^2} \left[n^2\, R_r /\!\!/ R_c /\!\!/ R_i \right]^2 = \frac{4\, p\, k\, T\, \Delta f}{n^2\, R_r} \left[n^2\, R_r /\!\!/ R_c /\!\!/ R_i \right]^2 ;$$

altrettanto si fa per la d.d.p. v_{gc} fluttuazione tra griglia e catodo dovuta alla f.e.m. v_c del circuito, e per la d.d.p. v_{gi} dovuta alla resistenza R_i di ingresso del tubo (v. [19]):

$$v_{gc}^2 = \frac{4\, k\, T\, \Delta f}{R_c} \left[n^2\, R_r /\!\!/ R_c /\!\!/ R_i \right]^2 ,$$

$$v_{gi}^2 = \frac{4\, k\, T\, \alpha\, \Delta f}{R_i} \left[n^2\, R_r /\!\!/ R_c /\!\!/ R_i \right]^2 .$$

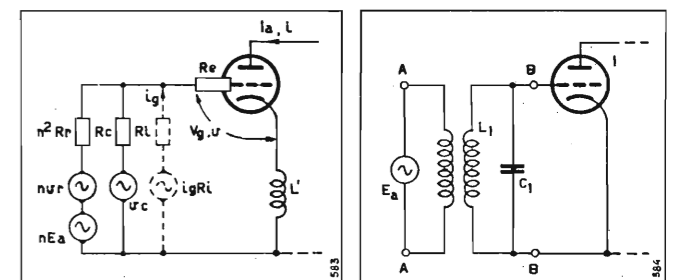



Fig. 10. — Resistenze equivalenti di ingresso di un ricevitore collegato all'antenna, in presenza di segnale.

Fig. 11. — Circuito semplificato di ingresso di un ricevitore.

Infine la fluttuazione i della corrente nel tubo, dà luogo alla d.d.p. v_{ge} tra griglia e catodo:

$$v_{ge}^2 = \frac{i^2}{S^2} = 4\, k\, T\, R_e\, \Delta f\ ,$$

in cui R_e è, al solito, la resistenza equivalente di fruscio del tubo. Il quadrato v^2 della d.d.p. *totale* di fruscio esistente tra griglia e catodo del tubo è la somma dei quadrati delle singole componenti; ed il rapporto tra il quadrato della d.d.p. totale di fruscio $v^2 = v_{gr}^2 + v_{gc}^2 + v_{gi}^2 + v_{ge}^2$ ed il quadrato del segnale V_g^2 è dato dalla relazione finale:

$$[28] \qquad \frac{v^2}{V_g^2} = 4\, k\, T\, \Delta f\, \frac{n^2\, R_r^2}{E_a^2} \left\{ \frac{p}{n^2\, R_r} + \frac{1}{R_c} + \frac{\alpha}{R_i} + \frac{R_e}{[n^2\, R_r /\!\!/ R_c /\!\!/ R_i]^2} \right\} .$$

Nello studio del rumore di fondo possono presentarsi i seguenti problemi:

a) si desiderano ricevere segnali molto deboli, e non interessando il rumore di fondo, si voglia determinare la condizione che rende il segnale V_g massimo;

b) non interessa l'ampiezza del segnale, si voglia

[15] ROTHE H. - ENGBERT W.: « Telef. Roehre », III, dic. 1937, p. 183.

[16] KLEEN W.: « Telef. Roehre », VI, marzo 1941, p. 160.

trovare la condizione che rende minimo il rumore di fondo;

c) non interessa l'intensità della ricezione, potendo inserire un numero qualsiasi di stadi amplificatori, si voglia determinare la condizione che rende minimo il rapporto « disturbo-segnale ».

Nel primo caso *a*) si vede subito dalla [28] che V_g è massima quando la resistenza costituita dalle R_c ed R_i in parallelo ha il massimo valore possibile, ed n è tale che $n^2 R_r = [R_c /\!\!/ R_i]$.

Nel caso *b*) la condizione di fruscio minimo si può determinare annullando le derivate parziali della v rispetto ai singoli parametri.

In pratica l'unico parametro che si può effettivamente variare entro vasti limiti è il rapporto di trasformazione n.

Essendo dv/dn sempre positiva; il minimo per v si ha quando $n = 0$; cioè quando l'entrata del tubo è collegata in corto circuito, e ciò annullando pure il segnale non ha alcun interesse reale.

Nel caso *c*), sempre considerando come variabile il rapporto di trasformazione n, si determina il valore che rende minimo il rapporto v^2/V_g^2 annullandone la sua derivata rispetto ad n. Si ottiene con semplici passaggi:

$$[29] \qquad n^2 R_r = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_i}\right)^2+\frac{1}{R_e}\left(\frac{1}{R_c}+\frac{\alpha}{R_i}\right)}} ;$$

e sostituendo nella [28] si trova il valore minimo di v^2/V_g^2:

$$[30] \qquad \left(\frac{v^2}{V_g^2}\right)_{min} = \frac{4\,k\,T\,R_r\,\Delta f}{E_a^2}\left\{p + 2\,R_e\left(\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_i}\right) + \right.$$
$$\left. + 2\sqrt{\frac{R_e}{R_c}+\alpha\frac{R_e}{R_i}+R_e^2\left(\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_i}\right)^2}\right\} .$$

Questa relazione indica che, prescindendo dal fruscio di origine cosmica, che è in generale di valore non rilevante ed in nessun modo modificabile con la costruzione del circuito, il rapporto minimo « disturbo-segnale » dipende da R_e/R_c ed R_e/R_i.

Nel campo delle onde corte, medie e lunghe R_e/R_i è praticamente trascurabile, perchè la resistenza equivalente del soffio elettronico, dell'ordine dei kiloohm, è molto minore della resistenza di entrata del tubo, di ordine non lontano dal megaohm. Perciò conviene fare R_e/R_c il più piccolo possibile, e cioè la risonanza del circuito accordato, più acuta possibile. Con ciò la selettività non aumenta esageratamente perchè il circuito è in realtà smorzato da R_i e da $n^2 R_r$.

Una volta fissato n dalla [29] e la resistenza R_r di radiazione dell'antenna ricevente, questa seconda quantità non è modificabile, ma R_i può essere variato introducendo una piccola induttanza L' in serie al catodo che non influisce sul rapporto « disturbo-segnale ».

Ammettendo che, al limite di percettibilità del segnale, questo debba uguagliare il fruscio, si pone nella [30] $v = V_g$.

Si ricava allora:

$$[31] \qquad \frac{E_a^2}{R_r} = 4\,k\,T\,\Delta f\left\{p + 2\,R_e\left(\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_i}\right) + \right.$$
$$\left. + 2\sqrt{\frac{R_e}{R_c}+\alpha\frac{R_e}{R_i}+R_e^2\left(\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_i}\right)^2}\right\} .$$

Spesso il secondario del trasformatore costituisce anche l'induttanza del circuito accordato (fig. 11). In tal caso $n^2 R_r$ ed R_c si riuniscono, cioè nelle espressioni precedenti basta porre $R_c = \infty$; le [29] e [31] possono essere messe sotto la forma:

$$n^2 R_r = \frac{R_i}{\sqrt{1+\alpha\frac{R_i}{R_e}}} ,$$

$$\frac{E_a^2}{R_r} = 4\,k\,T\,\Delta f\left\{p + 2\frac{R_e}{R_i} + 2\sqrt{\alpha\frac{R_e}{R_i}+\left(\frac{R_e}{R_i}\right)^2}\right\} .$$

Nelle condizioni di massima sensibilità, con segnale pari al disturbo, la minima potenza di segnale ricevibile E_a^2/R_r dipende solo dal rapporto R_e/R_i del tubo e cresce all'aumentare di tale rapporto. Nel campo delle onde lunghe, medie e corte R_i è, come si è detto, molto maggiore di R_e, quindi la potenza ricevibile con adattamento ottimo è approssimativamente $4\,k\,T\,p\,\Delta f$, anche per tubi che hanno una elevata resistenza equivalente di fruscio. Nel campo delle onde ultra corte e microonde mentre la R_e resta circa costante, il valore di R_i diminuisce e diviene assai minore di R_e, con conseguente aumento del minimo segnale percettibile.

Il fruscio nei poliodi, che è in buona parte dovuto alla ripartizione della corrente tra gli elettrodi può essere ridotto, come mostrano Strutt e Van der Ziel [17] inserendo una capacità all'interno dell'ampolla tra lo schermo e il catodo. Una ulteriore riduzione del fruscio dovuto alla corrente anodica si può ottenere, come indicano gli autori suddetti e Fränz, ponendo in serie allo schermo una induttanza di valore tale che, assieme alla capacità interelettrodica griglia-schermo del tubo, definisca una frequenza di risonanza la quale stia alla frequenza del segnale come la radice del rapporto tra la transconduttanza S del tubo e la conduttanza $1/[n^2 R_r /\!\!/ R_c /\!\!/ R_i]$ dovuta all'insieme delle resistenze di griglia. Per esempio, nel campo delle onde metriche questa induttanza è dell'ordine di grandezza del decimo di microhenry.

7. Fruscio nei ricevitori in presenza di segnale.

È noto che un aumento di fruscio nei tubi si ha allorchè un segnale è applicato alla griglia di questi. Questo effetto è particolarmente percettibile nei radioricevitori normali quando il segnale non è modulato ed è di entità modesta da non far intervenire la regolazione automatica di sensibilità. Le ragioni principali di ciò consistono in una modulazione del segnale da parte della f.e.m. di fruscio, e, se vi è conversione di frequenza, anche in battimenti tra la frequenza dell'oscillatore locale e le varie frequenze dello spettro delle f.e.m. di fruscio.

La corrente anodica i_a di un tubo può svilupparsi in serie di Mac Laurin in funzione della tensione di griglia v_g:

$$[32] \qquad i_a = a\,v_g + b v_g^2 + c v_g^3 + \ldots. ,$$

in cui:

$$a = \frac{d\,i_a}{d\,v_g} = S\,; \quad b = \frac{1}{2}\frac{d^2\,i_a}{d\,v_g^2} = \frac{1}{2}\frac{d\,S}{d\,v_g} \ldots.. ,$$

[17] STRUTT M. J. - VAN DER ZIEL A.: « Rev. Techn. Philips », VI, giugno 1941, p. 178.

con le derivate calcolate per $v_g = 0$. Una componente del fruscio $v_f = V_f \cos\,\omega_f t\,(1 + m \cos \Omega_f t)$, di pulsazione ω_f modulata alla pulsazione Ω_f, sommandosi con il segnale $v_g = V_g \cos\,\omega t$ genera una d.d.p. istantanea totale: $v = v_g + v_f$, che, sostituita nella [32], in virtù dei termini superiori al secondo dello sviluppo, dà luogo al noto fenomeno della intermodulazione di v_f su v_g con profondità di modulazione m' che approssimativamente risulta:

$$[33] \qquad m' = \frac{V_f^2}{2\,S}\frac{d^3\,i_a}{d\,v_g^3}\,m .$$

Questa intermodulazione del segnale da parte delle componenti del fruscio viene percepita all'uscita del ricevitore come un aumento del fruscio stesso.

Sperimentalmente si constata che il rumore di fondo all'uscita del ricevitore è indipendente dalla ampiezza V_g del segnale di ingresso, quando questa superi un certo valore. Ciò vuole dire che un segnale non modulato dà luogo, per intermodulazione, all'ingresso del ricevitore, ad una ampiezza V'_f di modulazione quasi costante:

$$V'_f = m\,V_f ,$$

indipendente da V_g, in cui m' rappresenta la profondità apparente di modulazione.

In un normale ricevitore per onde medie l'ordine di grandezza V'_f della tensione *globale* di fruscio in presenza di segnale, al morsetto di griglia del primo tubo del ricevitore è circa $0{,}4 \div 1{,}5\ \mu V$; la profondità apparente m' di modulazione è circa inversamente proporzionale a V_g.

In un ricevitore a conversione di frequenza nel primo stadio, il segnale ha qualitativamente lo stesso effetto della tensione dell'oscillatore, cioè facendo battimento colle bande laterali dello spettro del fruscio aumenta il rumore di fondo nella gamma di *media frequenza*. La tensione del segnale ha però un'ampiezza di diversi ordini di grandezza minore di quella dell'oscillatore; quindi l'effetto suddetto è assai minore di quello dovuto all'oscillatore. Sia per intermodulazione sia per battimento, la presenza del segnale contribuisce quindi all'aumento del fruscio. Sono invece da trascurarsi i battimenti tra le componenti di fruscio la cui differenza di frequenza cade nella gamma di media frequenza.

Se la banda passante dei circuiti di alta frequenza è maggiore della banda passante dei circuiti di media frequenza, si deve, nei calcoli del fruscio, mettere in conto quest'ultima. Si vedrà in seguito come si deve tener conto della banda passante di bassa frequenza.

Sperimentalmente è stato trovato che in un ricevitore normale, in cui la rivelazione è quadratica per piccole ampiezze $m V_g$ (corrispondenti a tensioni all'ingresso del rivelatore inferiori ad un volt) e lineare per ampiezze maggiori la tensione di uscita V_u del segnale e quella V_{uf} del fruscio in presenza di segnale, hanno l'andamento indicato qualitativamente in figura 12. La tensione di uscita V_u è in un primo tratto parabolica e poi lineare, mentre V_{uf}, partendo dal valore V'_{uf} per $m = 0$ (ma per $V_g \neq 0$ e superiore ad un certo limite), cresce leggermente con legge circa lineare per poi mantenersi ad un valore costante non molto maggiore di V'_{uf}.

In conseguenza della somma in quadratura delle tensioni di fruscio e dell'effetto di mascheramento acustico, la determinazione del fruscio in presenza di

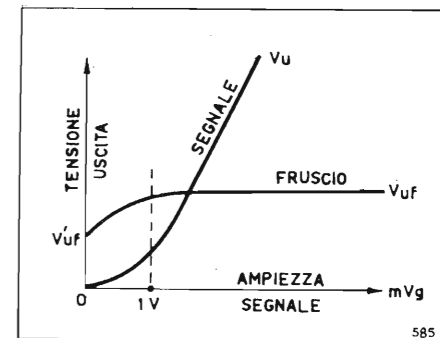



Fig. 12. — Fruscio di un ricevitore in funzione dell'ampiezza del segnale.

forte segnale modulato ha poca importanza. Viceversa, deve considerarsi come una caratteristica del ricevitore la f.e.m. V'_f equivalente di entrata in presenza di segnale non modulato. Come *sensibilità* di un ricevitore è generalmente accettato di definire la f.e.m. modulata con profondità determinata m che occorre applicare all'antenna fittizia di entrata per avere all'uscita una prefissata potenza ed un determinato rapporto « segnale-disturbo ». Spesso con il comando del « volume » regolato al massimo il rapporto « segnale-disturbo » è inferiore a quello prestabilito; occorre perciò ridurre il « volume » finchè anche la condizione relativa al rapporto « segnale-disturbo » sia soddisfatta.

8. Fruscio della gamma delle frequenze acustiche.

In un normale ricevitore a supereterodina per onde medie e corte la banda passante Δf_1, nei circuiti di alta frequenza può essere diversa da quella Δf_2 della media frequenza, e questa a sua volta diversa dalla banda passante Δf_3 a frequenza acustica, la quale può avere il suo limite inferiore di poco superiore allo zero. Mentre la differenza di larghezza tra le bande Δf_1 e Δf_2 non è generalmente molto grande, la differenza $\Delta f_2 - \Delta f_3$ può essere anche notevole, spesso essendo Δf_3 assai minore di Δf_2. Due componenti di fruscio di frequenza comprese nella gamma di media frequenza Δf_2, la cui differenza sia minore di Δf_3 possono dare, per battimento nella rivelazione, una componente di fruscio.

Il valore della gamma passante da mettersi in conto nel calcolo del rumore di fondo all'ingresso del ricevitore per determinare la parte di fruscio che effettivamente viene rivelata ed amplificata, dando così luogo ad una d.d.p. tra i morsetti di uscita, è stato calcolato dal Williams [18] che ha definito la banda passante equivalente Δf_e per la quale in una prima approssimazione vale l'uguaglianza:

$$\Delta f_e = \sqrt{\Delta f_2\,\Delta f_3} .$$

Per frequenze sotto i $20 \div 30$ kHz e particolarmente per frequenze sotto 1 kHz è stato scoperto da Johnson [19] e trattato teoricamente da Schottky [20], un fenomeno che provoca un aumento, di parecchie volte, del fruscio per effetto Schottky.

Tale fenomeno, chiamato « Funkeleffekt », o « Flickereffekt », o effetto di scintillamento, non ha

[18] WILLIAMS F. C.: « J.I.E.E. », LXXX, 1937, p. 218.
[19] JOHNSON J. B.: « Phys. Rev. », XXVI, 1925, p. 71.
[20] SCHOTTKY W.: « Phys. Rev. », XXVIII, 1926, p. 74.

importanza nei normali radioricevitori perchè le componenti di bassa frequenza della tensione di fruscio nascono dopo la rivelazione e vengono perciò ben poco amplificate prima dell'uscita del ricevitore; viceversa l'effetto di scintillamento deve essere messo in conto negli amplificatori di bassa frequenza ad alto guadagno.

L'effetto di scintillamento sembra che sia dovuto alle fluttuazioni locali e temporanee del potere emissivo del catodo a causa della continua variazione di assetto delle particelle emittenti. Tali variazioni di assetto, possono attribuirsi ai movimenti di diffusione tra l'interno e la superficie del catodo (catodi al torio), o alle liberazioni di gas o vapori occlusi, oppure alla decomposizione, ed alla successiva ricomposizione, del materiale del catodo nei suoi componenti (catodi ed ossidi).

Le molecole, od i gruppi di molecole del catodo che hanno un diverso potere emissivo affiorano, o comunque si presentano con legge casuale alla superficie del catodo e la corrente supplementare che esse provocano (positiva o negativa rispetto alla corrente media I) è funzione del loro numero per unità di superficie del catodo stesso. Schottky ha calcolato il quadrato del valore efficace della fluttuazione i_1 di questa corrente supplementare ed ha trovato, nel caso di diodi saturati, cioè in assenza di carica spaziale:

$$[34] \qquad i_1^2 = 2\,h\,I^2_a \frac{1}{1+\theta^2\omega_0^2}\Delta f\ ,$$

in cui ω_0 è la pulsazione della frequenza media f_0 della banda Δf considerata, ed h una costante, dipendente dalla natura del catodo, che prende il nome di *costante di scintillamento*. Ritenendo validi i risultati di Schottky si deduce che l'effetto di scintillamento provoca un fruscio del tutto diverso da quello del normale effetto granulare, in quanto il quadrato medio della corrente di fruscio è proporzionale ad I_a^2 invece che ad I_a; ed è funzione della frequenza, mentre l'effetto granulare ne è indipendente. Per $\omega \rightarrow \infty$ l'effetto di scintillamento tende a zero; per $\omega \rightarrow 0$ l'effetto di scintillamento tende ad un massimo. In pratica il fruscio totale in assenza di carica spaziale è definito dalla somma dei quadrati medi delle due correnti di fruscio date dalla [10] e dalla [34]. Ponendo il fattore:

$$\Phi^2 = \frac{i_1^2 + i^2}{i^2}\ ,$$

il quadrato medio i_t^2 della corrente totale di fruscio si può porre sotto la forma:

$$[35] \qquad i_t^2 = 2\,q\,I_a\,\Phi^2\,\Delta f\ ,$$

l'espressione di Φ^2, in funzione della frequenza f dipende dalla natura del catodo. Misure di Φ^2 in funzione di f, eseguite per vari tipi di catodi di tubi di fabbricazione tedesca, in intervalli di frequenza $\Delta f \leqslant f_0$, sono mostrate in figura 13 riportata da Rothe e Kleen [21].

9. Cause secondarie di fruscio nei tubi elettronici e nelle resistenze.

È stato più volte osservato che ogni corrente o ripartizione di corrente, che possa aver luogo in un

[21] V. nota [1].

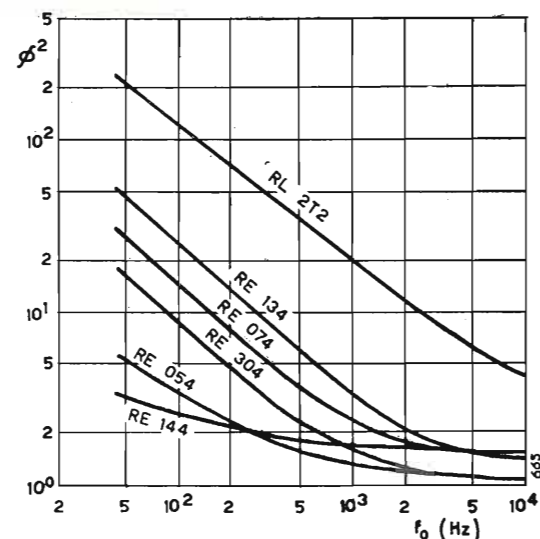



Fig. 13. — Fattore correttivo Φ^2 della fluttuazione di corrente alle basse frequenze.

tubo provoca un incremento di fruscio. In un tubo in cui si sfrutti l'emissione secondaria di qualche elettrodo si deve avere perciò un aumento di corrente di fruscio. Se ogni elettrone primario liberasse dall'elettrodo su cui urta, contemporaneamente lo stesso numero n di elettroni secondari, i quali tutti assieme arrivassero in uno stesso istante sull'elettrodo successivo (ad esempio, sull'anodo) il fruscio risultante sarebbe ancora definito dalla [10], in cui in luogo della carica q si ponga la carica $n\,q$, e dove I_a è la corrente di tali elettroni secondari. Per altro gli elettroni secondari generati dall'urto di un elettrone primario non vengono emessi contemporaneamente, quindi vi è un contributo di fruscio dovuto a questa disuniformità. Il quadrato del valore efficace della corrente anodica di fruscio, in assenza di carica spaziale, si può mettere ancora sotto la forma:

$$[36] \qquad i^2 = 2\,n\,q\,I_a\,r\,\Delta f\ ;$$

in cui r è un fattore correttivo, funzione della velocità di arrivo degli elettroni primari e del materiale costituente l'elettrodo. Ziegler ha mostrato [22] che r è compreso tra 1,3 e 3.

Quando l'emissione secondaria avviene in presenza di carica spaziale vale ancora lo stesso fattore di attenuazione F^2 dei tubi ad emissione diretta, che va a moltiplicare il secondo membro della [36].

In un tubo con p emissioni secondarie successive di uguale andamento, cioè in un moltiplicatore elettronico, al posto di n si deve porre nella [36] il fattore n^p.

Quando in un tubo si hanno molecole di gas, sia per difetto di vuoto, sia per vaporizzazione parziale del catodo, in conseguenza degli urti degli elettroni, si producono ioni positivi che lentamente vanno dal luogo in cui sono stati generati verso il catodo, o verso la griglia se è a potenziale negativo; i quali producono una compensazione parziale della carica spaziale. Ciò produce pure un aumento di fruscio nel tubo. Questa causa di rumore di fondo, studiata da Ballantine [23] e da altri, conduce ad effetti che sono funzioni della frequenza e precisamente, come nell'effetto di scintillamento, il fruscio ionico cresce

[22] ZIEGLER M.: « Phys. », III, 1936, p. 1 e 307.

[23] BALLANTINE S.: « Phys. », IV, 1933, p. 294.

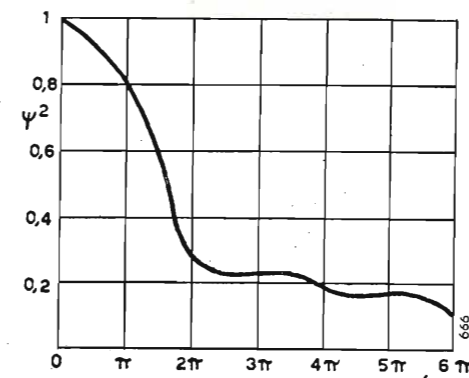



Fig. 14. — Fattore di attenuazione ψ^2 dipendente dal tempo di transito.

al diminuire della frequenza; tuttavia il suo aumento è di entità tale che nei normali tubi amplificatori non ha pratica importanza.

Nel campo delle onde ultracorte e microonde, allorchè il tempo di transito da catodo ad anodo degli elettroni $\tau = 10^{-8} \div 10^{-9}$ sec non è più trascurabile di fronte al periodo T della frequenza media entro la gamma Δf, interviene un fattore moltiplicativo di riduzione ψ^2. Esso è stato calcolato da Spenke [24] nel caso di assenza di carica spaziale, in funzione dell'angolo $\alpha = 2\,\pi\,\tau/T$ (fig. 14).

Un'ultima causa del rumore di fondo è data dalla variabilità delle resistenze percorse da corrente. Questo fenomeno interessa anche la componente ohmica della ammettenza di entrata dei tubi elettronici, e particolarmente la instabilità della resistenza di isolamento del terminale di griglia. Il fruscio provocato da questa causa è trascurabile quando *tra griglia e catodo del primo tubo* non sia collegata nessuna resistenza percorsa da corrente, ma assume importanza ragguardevole in caso contrario.

Non verrà in questa nota monografica esaminato anche questo effetto la cui trattazione porterebbe troppo lontano, e condurrebbe piuttosto ad un esame dei conduttori e semiconduttori percorsi da corrente, dal punto di vista della loro *rumorosità*. Tale fenomeno prende il nome di effetto Bernamont [25]. La rumorosità del resistore percorso da corrente è particolarmente elevata quando esso sia del tipo « colloidale », come in effetti sono molti resistori di piccole dimensioni esistenti in commercio. Non si ha a che fare qui con un fenomeno a carattere elettronico, bensì con una successione di piccole scintille tra i cristallini del semiconduttore che costituisce il resistore [26].

Gli amplificatori di bassa frequenza possono trovare impiego collegati ai terminali di uscita di un microfono. Supponendo assoluto silenzio nell'ambiente in cui si trova il microfono, è interessante calcolare quale è il valore efficace della tensione di fruscio generata dal microfono, la quale si somma con le altre tensioni di fruscio provocate dall'amplificatore.

Il fruscio generato dal microfono è dovuto alla agitazione termica delle molecole dell'aria che urtano disordinatamente la superficie della membrana del

[24] SPENKE E.: « Wiss. Veroeff. Siemens Konzern », XVI, 1937, p. 127.

[25] BERNAMONT J.: « Ann. de Phys. », VII, 1937, p. 71 e « Rev. Gen. El. », XXXIX, 1936, p. 339.

[26] SURDIN M.: « Rev. Gen. El. », XXXXIII, 1940, p. 97; PAOLINI E.-CANEGALLO G.: « A.F. », XVIII, 1949, p. 254.

microfono costringendola a muoversi, e può essere qui calcolato sviluppando una idea suggerita da Weymann [27]. Ogni molecola dell'ossigeno o dell'azoto dell'aria di massa m e velocità *media* v_m, rimbalzando elasticamente sulla membrana, comunica a questa la quantità *media* di moto:

$$2m\,v_m = f_m t\ ;\ \text{da cui:}\ f_m = \frac{2m\,v_m}{t}\ ,$$

ove f_m è la forza *media* esercitata sulla membrana durante il tempo t di contatto della molecola con la membrana stessa.

Se la velocità di una molecola al momento dell'urto è v (ammettendo che la massa m della molecola sia la media ponderata tra quella dell'ossigeno e quella dell'azoto) la forza f con cui viene sollecitata la membrana nello *stesso* tempo t di contatto, è:

$$f = \frac{2\,m\,v}{t}\ ;$$

da cui:

$$f - f_m = \frac{2\,m}{t}\,(v - v_m).$$

Tutte le N molecole incidenti sulla membrana nel tempo t esercitano la forza:

$$P_0\,S = N\,\frac{2m\,v_m}{t}\ ,$$

in cui P_0 è la pressione ambiente ed S la superficie totale della membrana, ottenuta sommando le superfici delle due facce.

Il quadrato del valore efficace della fluttuazione della forza è:

$$\mathcal{F}^2 = \Sigma_N\,(f - f_m)^2 = \left(\frac{2m\,v_m}{t}\right)^2 \Sigma_N\left(\frac{v}{v_m} - 1\right)^2 .$$

Applicando il teorema di Poisson alla distribuzione di N rapporti di velocità v/v_m [28], si ha:

$$\frac{\Sigma_N\left(\dfrac{v}{v_m} - 1\right)^2}{N} = 1\ ,$$

da cui si ottiene:

$$\mathcal{F}^2 = \left(\frac{2m\,v_m}{t}\right)^2 N = P_0\,S\,\frac{2m\,v_m}{t}.$$

D'altra parte il tempo t di contatto tra ogni molecola incidente e la membrana si può ammettere, secondo quanto fanno alcuni autori, pari alla metà del periodo relativo alla frequenza di risonanza della membrana stessa.

[27] WEYMANN G.: « E.N.T. », XX, 1944, p. 149.

[28] L'enunciato del teorema di Poisson è il seguente: « In una serie molto numerosa di avvenimenti elementari indipendenti la media del quadrato degli scarti n^2 è uguale al valore più probabile N. Per esempio, se si distribuiscono lungo un nastro teso, delle palline assolutamente *a caso*, in modo che in media ve ne sia una per metro, il valore più probabile del numero delle palline esistenti in un tratto di 100 metri è 100. Se si osservano tanti tratti successivi di 100 metri ciascuno, in ogni tratto vi saranno, 50, 130, 90, 110 ecc.; cioè un numero qualsiasi di palline, ma la media del quadrato degli scarti rispetto al valore più probabile che è 100, è ancora 100, e quindi la radice del quadrato degli scarti è 10.

Ad esempio, nel caso di un microfono a condensatore, la frequenza di risonanza sia di 10 000 Hz, quindi $t = 5 \times 10^{-5}$. Ammettiamo una superficie $S = 2 \times 2 \times 10^{-4}$ m²; inoltre per l'aria è: $m = 4{,}8 \times \times 10^{-26}$ kg, $P_0 = 1$ atm $= 10^5$ Nw/m² e $V_m = 650$ m/s. Si ottiene allora $\mathcal{F} = 5 \times 10^{-5}$ Nw, ed il valore efficace della pressione di fruscio risulta:

$$p = \frac{\mathcal{F}}{S} = 1{,}25 \times 10^{-5} \text{ Nw/m}^2 = 1{,}25 \times 10^{-4} \text{ barie},$$

il quale è un valore di poco inferiore alla soglia di sensibilità media dell'udito.

Particolari considerazioni sui diversi sistemi di osservazione sono state fatte anche da Tiberio ([29]), riguardo al limite di sensibilità di un ricevitore, nel caso di segnale intermittente.

In genere, la misura di fruscio si effettua per confronto con una sorgente nota, diodo saturato o resistore, in cui si vari rispettivamente l'emissione catodica oppure la temperatura od il valore ohmico, al fine di rendersi indipendenti dalla curva di risposta dell'amplificatore di misura.

10. Conclusioni.

Le cause del rumore di fondo di un radioricevitore, o comunque di un apparecchio con una ragguardevole amplificazione, sono di varia natura e sono state esaminate nei precedenti paragrafi.

Solo per due di esse si può prevedere con rigore la potenza di fruscio; precisamente per le resistenze, vere o equivalenti, a mezzo delle formule Nyquist, e per i tubi in assenza di carica spaziale a mezzo della formula di Schottky. Per tutte le altre cause di fruscio (tubi con carica spaziale, poliodi, convertitori di frequenza, effetto di scintillamento, emissione secondaria, corrente ionica, rettificazione, intermodulazione, instabilità delle resistenze, microfoni, ecc.) il calcolo risulta incerto e spesso le diverse teorie che tendono a determinare il fruscio sono puramente empiriche. Alcuni calcoli sono stati riportati per esteso, altri riassunti od accennati, ma in ogni caso la misura pratica permette di stabilire l'entità dei coefficienti sperimentali correttivi da introdursi nelle formule classiche.

Vari coefficienti sono stati riportati in casi particolari, e di tutti è stato dato l'ordine di grandezza.

Sulla scorta di questi dati nel progetto di un radioricevitore si può predeterminare la tensione di fruscio, o la resistenza equivalente totale di fruscio che congloba tutti gli effetti con un'approssimazione di qualche decibel rispetto al valore che effettivamente risulterà. La variabilità delle caratteristiche dei tubi e la incertezza che ancora resta su molti argomenti non permette un'approssimazione maggiore. Nel campo delle onde lunghe, medie e corte prevale l'apporto di fruscio dei circuiti, mentre nel campo delle onde ultracorte e delle microonde a causa delle basse resistenze in giuoco, prevale l'apporto dato dai tubi.

I disturbi esterni, cioè quelli di origine atmosferica o cosmica ed i parassiti industriali hanno andamento variabile con la frequenza. Mentre i disturbi di origine cosmica hanno la massima entità nel campo delle onde corte, i disturbi di origine atmosferica ed i parassiti industriali sono notevolissimi nella gamma di onde lunghe e medie, minori nella gamma delle onde corte, e quasi nulli nella gamma metrica e decimetrica.

Il rumore di fondo dovuto a cause locali estranee (ronzio dell'alimentazione, piccole oscillazioni parassite, instabilità delle connessioni, ecc.) non entra nelle presenti considerazioni ed è per la massima parte eliminabile con un'accurata costruzione.

La letteratura tecnica del rumore di fondo è estesissima, ed in questa nota sono stati citati e riportati solo i più importanti contributi. Per una assai vasta, seppure incompleta, bibliografia sull'argomento si rimanda al volume di Rothe e Kleen ([30]).

La riduzione del fruscio nei ricevitori è sempre utile, ed è addirittura fondamentale in speciali applicazioni, in cui interessa ricercare segnali molto deboli. È generalmente possibile, sulla scorta delle espressioni trovate, determinare le condizioni di progetto che rendono massimo il rapporto « segnale-disturbo » in un radioricevitore.

([29]) Tiberio U.: « A.F. », XII, 1943, p. 316.

([30]) V. nota ([1]).

(136)

CORSO DI PERFEZIONAMENTO IN ELETTROTECNICA DEL POLITECNICO DI TORINO

Come di consueto presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris » si terrà, anche quest'anno, il corso di perfezionamento in Elettrotecnica suddiviso in due sezioni: *Elettromeccanica* e *Comunicazioni Elettriche* (sottosezioni, Radiotecnica e Telefonia).

Per ciascuna delle Sezioni o Sottosezioni il Corso consiste in insegnamenti speciali, integrati da gruppi di conferenze di carattere monografico, da esercitazioni e prove teoriche e sperimentali e da visite e sopraluoghi.

Il Corso ha la durata di un anno accademico. Ad esso possono essere iscritti i laureati in ingegneria, in fisica od in matematica e fisica. Il Corso rilascia un certificato di perfezionamento in Elettrotecnica.

Possono venir ammessi al Corso gli Ufficiali di Artiglieria, Genio e Marina, che abbiano superato gli esami dei rispettivi corsi di applicazione, anche se sprovvisti di diploma di ingegnere. Ad essi viene rilasciato un certificato degli esami superati.

Gli esami delle materie speciali per ciascuna Sezione si svolgono durante la sessione estiva ed autunnale. La prova finale ha luogo nella sessione autunnale, non oltre il 15 dicembre, dopo che il candidato abbia svolto un lavoro di carattere teorico-sperimentale.

Gli iscritti al Corso possono chiedere di essere ammessi a seguirlo come allievi interni. Gli allievi interni frequentano l'Istituto con orario normale dall'11 gennaio alla fine di dicembre esclusi due mesi di ferie: essi seguono l'attività normale del Reparto dell'Istituto cui vengono assegnati.

Agli allievi interni più meritevoli possono essere assegnate borse di studio costituite coi mezzi forniti dalla Fondazione Politecnica Piemontese, dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale e da altri Enti. Possono altresì essere concessi agli allievi speciali premi. L'esito del Corso può essere considerato come titolo di preferenza per un'eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

Per informazioni rivolgersi alla Segreteria del Politecnico (Castello del Valentino) Torino.

L'OSCILLOGRAFO A LARGA BANDA E AD IMPULSI

APPARECCHIO INDISPENSABILE NELLA MODERNA TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI

L'impiego sempre crescente nelle telecomunicazioni di impulsi di ogni tipo in luogo di onde sinusoidali, ha portato ad una nuova tecnica delle misure e quindi alla necessità di nuovi apparecchi di misura. L'apparecchio più importante in questo nuovo campo è l'oscillografo a raggi catodici.

Strumento indispensabile per studi, esperienze ed esercizio di impianti nei seguenti campi:

Tecnica generale degli impulsi;
Televisione;
Tecnica di misura radio (Radar);
Contatori elettronici;
Modulazione ad impulsi

e altri.

Nella seguente breve illustrazione sono indicate le caratteristiche indispensabili di un tale oscillografo; dette caratteristiche sono pienamente soddisfatte dal tipo OBF della Ditta Rohde & Schwarz di Monaco.

L'amplificatore Y ha un campo di frequenza da 3 Hz a 10 MHz ed un'amplificazione di 600, corrispondente ad una sensibilità di 200 mm per Volt picco-a-picco o 1 mm per 5 mV_{pp}. Il tempo di passaggio di un impulso dal 10 % al 90 % è di 0,06 μs senza alcun guizzo (overshoot). Onde rettangolari di frequenze più basse sono riprodotte senza abbassamento del tratto orizzontale dell'onda, cosicché possono essere accuratamente provati anche collegamenti televisivi. In relazione al tempo finito di avviamento del circuito di spazzolamento, l'amplificatore Y comprende un ritardo di segnale di 1/4 μs che agisce in pieno a *tutte* le frequenze, cosicché le forme d'onda in esame non vengono deformate.

L'amplificatore X può trasmettere frequenze da 0 a 700 kHz. Comprende un attenuatore a due stadi ed un regolatore fine. La sensibilità di deviazione con l'amplificatore è di 100 mm/V_{pp} ossia 1 mm/10 mV_{pp}.

L'oscillatore a rilassamento per l'asse dei tempi genera frequenze da 15 Hz a 500 kHz in 7 campi con regolazione fine. Il circuito di rilassamento può essere a scelta indipendente e periodico *senza* sincronizzazione; oppure dipendente e sincronizzato alla fine di ogni periodo del segnale, in modo da garantire un accoppiamento rigido tra segnale e asse dei tempi. In tal modo possono venir rappresentati sullo schermo stabilmente anche fenomeni singoli scegliendo quale istante di partenza dello spazzolamento il fianco ascendente o discendente del segnale. Particolarmente vantaggiosa è la possibilità di osservare un impulso, dilatando l'asse dei tempi, come attraverso ad una lente a sei ingrandimenti: si possono in tal modo rilevare tutti i particolari dell'onda, anche quelli che provocano effetti perturbatori e che con i normali sistemi in uso non sono visibili per difetto di potere risolutivo.

Tale oscillografo sarebbe incompleto se, insieme col segnale, non potesse essere registrata anche una scala dei tempi. Gli oscillografi precedenti richiedevano l'impiego di un secondo raggio oppure la sostituzione del segnale con una frequenza sinusoidale e successivo confronto delle posizioni sullo schermo. Il nuovo oscillografo Rohde & Schwarz compie automaticamente tale difficile lavoro, interrompendo periodicamente a intervalli prefissabili di 0,04/0,1/1/10 e 100 μs la traccia che risulta quindi tratteggiata. Un particolare circuito provvede che tale linea tratteggiata risulti sempre stabile sullo oscillogramma in modo che si possano contare facilmente i tratti di marcatura.

Accanto a questi pregi particolari l'oscillografo a larga banda OBF della ditta Rohde & Schwarz possiede i soliti dispositivi come:

Postaccelerazione di 4000 Volt;
Comando automatico di luminosità per la protezione contro « bruciature »;
Spostamento orizzontale e verticale del punto luminoso;
Possibilità di taratura dell'amplificatore Y;
Oscillazione rettangolare e rispett. trapezoidale incorporata di 50 Hz per la taratura alle basse frequenze;
Comando esterno di luminosità sul cilindro di Wehnelt;
Collegamento diretto alle placchette deviatrici;
Alimentatore stabilizzato.

Particolarmente comodo è il partitore incorporato preinseribile 10 : 1; esso permette di ridurre a un decimo la sensibilità mentre possiede al contempo una capacità di ingresso di soli 8 pF, tale da consentire l'esame anche di circuiti con limitata possibilità di carico aggiuntivo.

Ing. Oscar Roje - MILANO - Via T. Tasso, 7

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO VI - N. 45
Novembre 1953

Il triodo pentodo 6U8

È una valvola miniatura principalmente progettata per essere usata come triodo oscillatore e pentodo mescolatore nei ricevitori televisivi e a M.F., che fornisce prestazioni ottime alle frequenze più alte e può essere usata in molte altre applicazioni.

Bulbo: B 035
Zoccolo: Miniat. 9 piedini

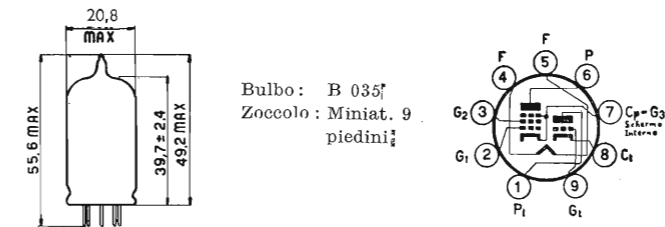



Fig. 1. — Valvola 6U8: dimensioni di ingombro e connessioni allo zoccolo visto da sotto.

Catodo:	a riscaldamento indiretto
Accensione (c.c. o c.a.):	6,3 - 0,45 A
Posizione di montaggio:	qualsiasi

Triodo

massima tensione anodica	300 V
massima tensione di griglia 1	0 V
massima dissipazione anodica	2,7 W
massima tensione continua tra filamento e catodo	90 V

Pentodo

massima tensione anodica	300 V
massima tensione di alimentazione di griglia schermo	300 V
massima tensione di griglia 1	1 V
massima dissipazione anodica	2,8 W
massima dissipazione di griglia schermo	0,5 W
massima tensione continua tra filamento e catodo	90 V

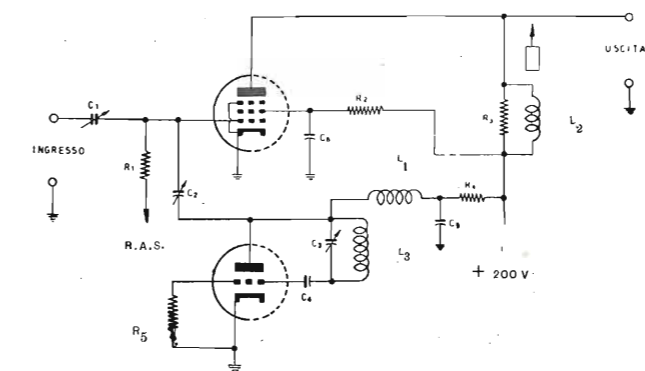



Fig. 2. — Schema di uno stadio oscillatore e mescolatore per V.H.F. con la 6U8.

$C_1 = C_2 = 3 \div 12$ pF $C_3 = 1{,}5 \div 7$ pF $C_4 = 25$ pF $C_5 = 100$ pF
$C_6 = 100$ pF

$R_1 = R_5 = 10$ kΩ $R_2 = 120$ kΩ $R_3 =$ da stabilire per ottenere la larghezza di banda desiderata.
$R_4 = 15$ kΩ

	Spire n°	Passo mm	Diam. Filo mm	Diam. Spire mm
L_1	36	affiancato	0,4	6,35
L_2 *	10	affiancato	0,4	6,35
L_3 **	4	25,4	1	9,53

* Per una F.I. di 43 MHz. ** Per il canale 4.

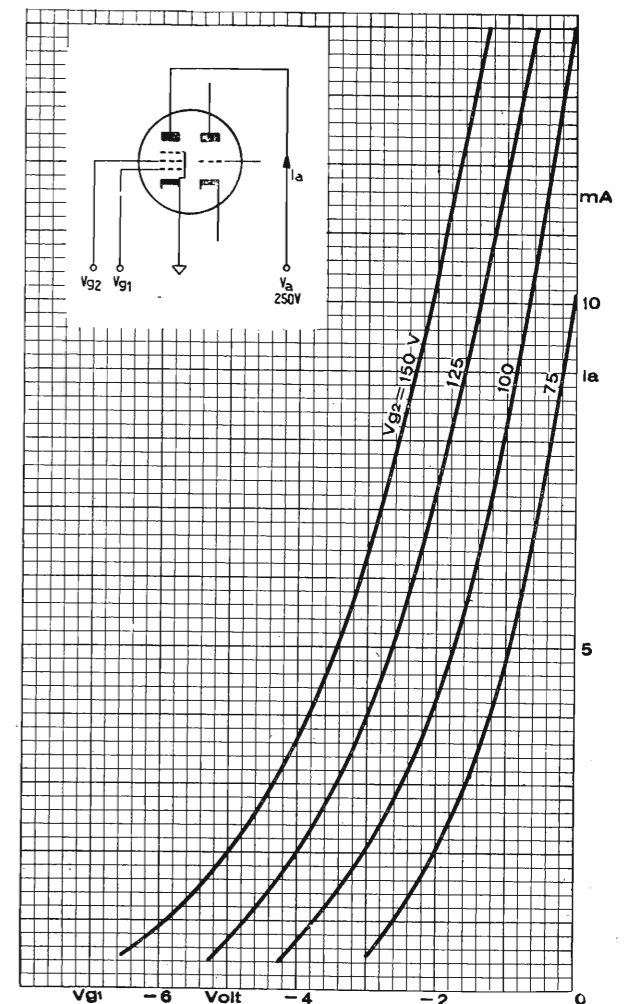



Fig. 3. — Valvola 6U8. Caratteristiche mutue (griglia comando-anodo) della sezione pentodo.

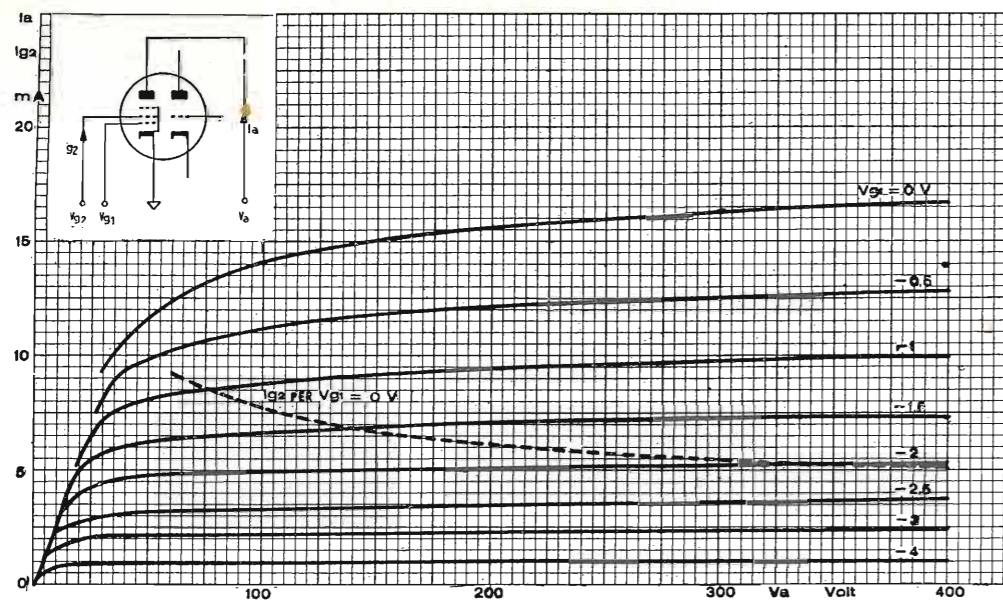



Fig. 4. — Caratteristiche anodiche della valvola 6U8 sezione pentodo.

Capacità interelettrodiche dirette:

pentodo	con schermo [1]	senza schermo
griglia 1 - anodo	0,006	0,01 pF
entrata	5	5 pF
uscita	3,5	2,6 pF
filamento - catodo	3	3 pF

triodo	con schermo [1]	senza schermo
griglia - anodo	1,8	1,8 pF
griglia - catodo	2,4	2 pF
anodo - catodo	1	0,4 pF
filamento - catodo	3	3 pF

[1] Con schermo esterno connesso al catodo della sezione sotto misura.

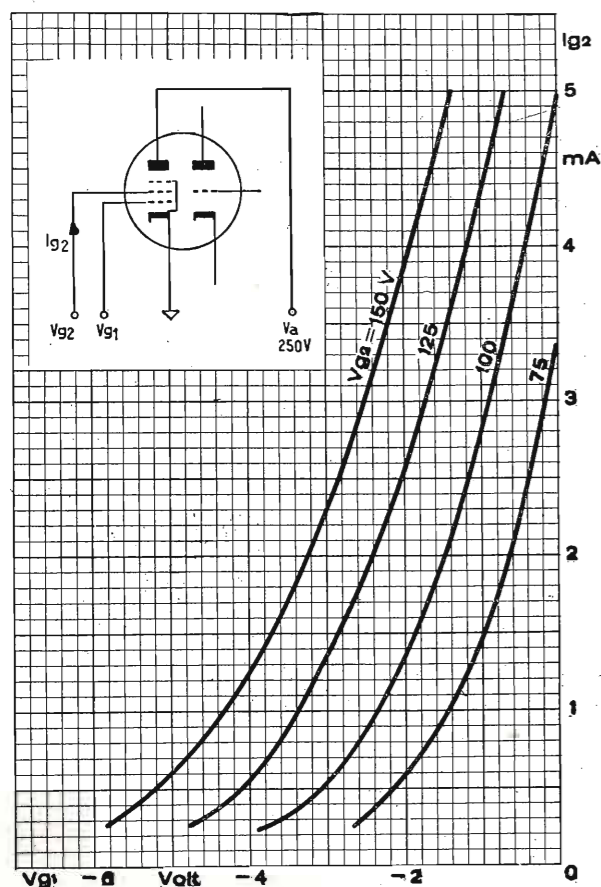



Fig. 5. — Valvola 6U8. Caratteristiche mutue (griglia comando-griglia schermo) della sezione pentodo.

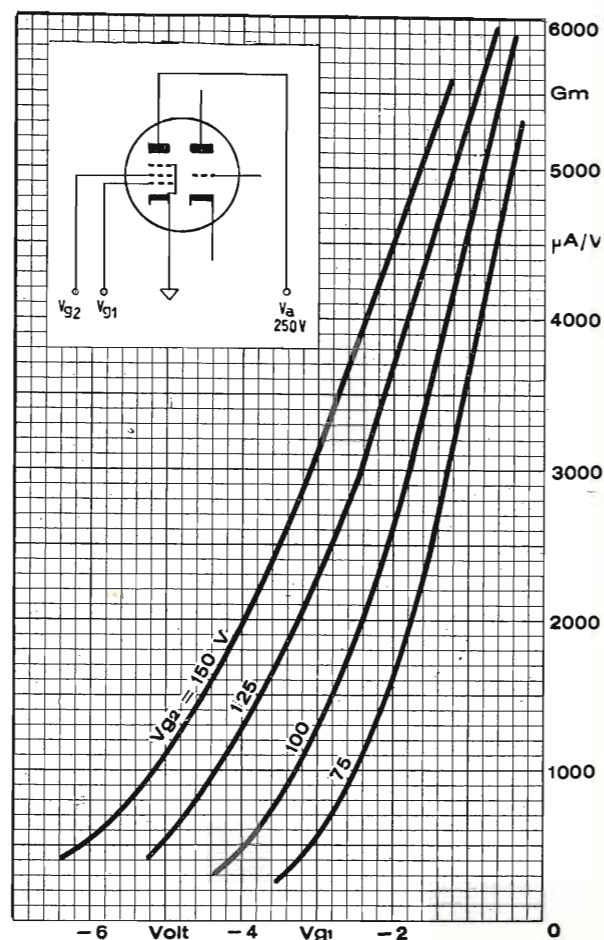



Fig. 6. — Valvola 6U8. Transconduttanza sezione pentodo.

Fig. 7. — Valvola 6U8. Caratteristiche anodiche sezione pentodo collegato a triodo.

Condizioni normali di impiego

Amplificatore Classe A

	Triodo	Pentodo
Tensione anodica	150	250 V
Tensione di griglia schermo	—	110 V
Corrente anodica	18	10 mA
Corrente di griglia schermo	—	3,5 mA
Transconduttanza	8500	5200 μA/V
Coefficiente di amplificazione	40	—
Resistenza anodica (circa)	0,005	0,4 MΩ
Resistenza catodica di polarizzazione	56	68 Ω
Tensione di griglia (G_1) per $I_a = 10\,\mu A$	— 12	— 10 V

Fig. 8. — Valvola 6U8. Parametri caratteristici sezione triodo.

Quarzi (seguito)

Generalità

I quarzi di costruzione FIVRE possono essere richiesti sia per essere impiegati a temperatura ambiente, sia per un funzionamento in una determinata banda di temperatura.

Per questo è stato introdotto un particolare codice, illustrato nella tabella seguente:

Tabella 1

Categoria	Gamma di temperatura	Tolleranza di frequenza	Tipo di quarzo
A	0 +60° C	$\pm 200 \cdot 10^{-6}$	Q1, Q2, Q3, Q4, CR1B/IAR, G54
B		$\pm 100 \cdot 10^{-6}$	Q1, Q2, Q3, Q4, G50, G52, G54
C		$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	QT5, G64
D	—25 +70° C	$\pm 200 \cdot 10^{-6}$	Q1, Q4, 4/CR (AR)
E		$\pm 100 \cdot 10^{-6}$	Q1, Q4, G19, G50, G52
F		$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	QT5, G64
G	—55 +90° C	$\pm 200 \cdot 10^{-6}$	CR1A/IAR
H		$\pm 100 \cdot 10^{-6}$	G64
I	+70 +80° C	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	G64
L		$\pm 25 \cdot 10^{-6}$	G64

In essa si vede che, accanto alla sigla che indica il tipo di quarzo, è posto un suffisso che specifica la tolleranza di frequenza e la gamma di temperatura, entrambe normalizzate, per le quali i quarzi possono essere costruiti. Il significato di ciascun suffisso è precisato nella tabella anzidetta, per i quarzi di normale produzione e non provvisti di termostato incorporato. Le caratteristiche di ciascun tipo di quarzo saranno illustrate come è già stato detto, e saranno date anche le caratteristiche dei quarzi con termostato incorporato.

FREQUENZA

La frequenza nominale di ciascun quarzo, che viene indicata sulla custodia, indica la frequenza alla quale i quarzi vengono tarati su circuiti normalizzati di fabbrica, entro i limiti di tolleranza specificati per ciascun tipo di quarzo.

Per i quarzi di normale produzione la frequenza nominale entro le tolleranze specificate dalla tabella 1, è garantita per una delle due seguenti condizioni normalizzate di impiego:

a) condizione di risonanza serie;

b) condizione di risonanza parallelo su carico capacitivo di 30 $\pm$ 0,5 pF.

Nel caso in cui dal cliente non siano fatte particolari specificazioni circa la taratura, i quarzi sono tarati e forniti nelle condizioni *b*), su richiesta vengono tarati nella condizione *a*) e in tal caso essi vengono contrassegnati con un puntino rosso tra i piedini.

I quarzi possono anche essere tarati, sempre su richiesta, con carico capacitivo diverso da 30 pF, e precisamente con le seguenti capacità di carico:

20, 25, 40 e 50 pF.

Per impieghi particolari i quarzi possono infine essere tarati su circuiti riproducenti le condizioni di impiego in esercizio normale sull'apparato cui sono destinati.

In tale eventualità sarà necessario conoscere a priori tutte le indicazioni opportune, in modo da evitare discordanze di comportamento tra il circuito di taratura e quello di impiego, in dipendenza delle tolleranze dei valori dei componenti, delle capacità distribuite, delle induttanze dei collegamenti, ed in conseguenza di sostituzione di valvole o di diverse modalità di regolazione di eventuali circuiti accordati.

ATTIVITÀ

Sino ad oggi i quarzi sono sempre stati collaudati in frequenza ed in attività montandoli su circuiti il più possibilmente simili a quelli di impiego. L'attività è stata allora espressa in termini di corrente continua di griglia dell'oscillatore, la cui ampiezza è dipendente non solo dalla efficienza del quarzo ma anche dal circuito e dalle condizioni di funzionamento della valvola oscillatrice.

Nella necessità di riprodurre circuiti esattamente corrispondenti a quelli sui quali i quarzi venivano impiegati sono sorte notevoli difficoltà, tra le maggiori quella di misurare la medesima corrente di griglia su circuiti diversi con lo stesso quarzo.

Sono stati pertanto sviluppati metodi e realizzati strumenti per misure di carattere assoluto.

Perciò, allo scopo di evitare le incertezze dovute allo stato di efficienza dei circuiti di prova o di impiego e di conservazione dei componenti, l'attività dei quarzi viene, dalla nostra Fabbrica, normalmente garantita in termini di:

— resistenza serie per i quarzi destinati al funzionamento in risonanza serie;

— resistenza dinamica per i quarzi destinati al funzionamento in risonanza parallelo su carico capacitivo. La resistenza dinamica è funzione della capacità di carico: i valori vengono da noi misurati sempre su carico capacitivo normalizzato di 30 $\pm$ 0,5 pF.

I limiti garantiti per la resistenza serie (massima) e per la resistenza dinamica (minima) sono indicati volta a volta per ciascun tipo di quarzo.

Le curve di resistenza serie e resistenza dinamica sul carico capacitivo di 30 $\pm$ 0,5 pF sono equivalenti, nel senso che un quarzo che ha il valore limite di resistenza serie nel funzionamento in risonanza serie ha anche il valore limite di resistenza dinamica nel funzionamento in risonanza parallelo sul carico capacitivo anzidetto. Saranno riportate le formule di passaggio dall'una all'altra grandezza nonchè le curve che consentono di ricavare la resistenza dinamica minima garantita per carichi capacitivi diversi da quello normalizzato. Su richiesta i quarzi possono essere forniti con attività diverse da quella normalmente garantita.

CIRCUITI DI COLLAUDO

I circuiti tipici ai quali si fa riferimento nei collaudi per le misure di frequenza e di attività sono quelli degli strumenti:

— misuratore di resistenza serie tipo TS-330/TSM della Boonton o LA-51 della Lavoie;

— misuratore di resistenza dinamica tipo GEC QC57.

Entrambi possono far funzionare il quarzo in risonanza su diverse capacità di carico ed il primo anche in risonanza serie.

Mediante formule ed effettuando il numero di misure necessarie è possibile ricavare con i predetti strumenti i parametri caratteristici dei quarzi.

(continua)

Il nuovo doppio triodo 6BX7 GT

Nel prossimo Bollettino verrà presentato il nuovo doppio triodo 6BX7 GT. Tale tubo è progettato per essere usato come amplificatore di deflessione verticale e come oscillatore verticale nei ricevitori televisivi, anche con basse tensioni di alimentazione anodica dello stadio finale (170 V).

(169)

FIVRE
Ufficio Pubblicazioni Tecniche
Via Fabio Filzi n. 1 - Pavia

"DALLA RADIO ALLA TELEVISIONE: I CONDENSATORI **FACON** RIMANGONO SEMPRE I PREFERITI PER LA LORO COSTANZA DI QUALITÀ E LA LORO SICUREZZA DI FUNZIONAMENTO. - NUOVI IMPIANTI E NUOVE ATTREZZATURE SONO STATE ALLESTITE PER LA COSTRUZIONE DEI CONDENSATORI DA IMPIEGARSI IN TELEVISIONE".

FACON Fabbrica Condensatori Elettrici
VIA APPIANI 14 - VARESE - TELEF. 25.01

DIRETTORI: EDOARDO CRISTOFARO - VITTORIO MALINVERNI (RESPONSABILE) — SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO — ILTE - TORINO